

Jorge Filipe da Silva Barros Ferreira

# **Controlo de Geradores de Indução Duplamente Alimentados em Turbinas Eólicas**

**Lisboa**

**2009**

**UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA**

**Faculdade de Ciências e Tecnologia**

**Departamento de Engenharia Electrotécnica e de  
Computadores**

**Controlo de Geradores de Indução  
Duplamente Alimentados em  
Turbinas Eólicas**

**Jorge Filipe da Silva Barros Ferreira**

Dissertação apresentada na Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores.

Orientador: Prof. Doutor Mário Fernando Ventim Neves

Co-orientador: Eng. João Murta Pina

**Lisboa**

**2009**

Aos meus pais, irmão e namorada

## Agradecimentos

---

Ao Prof. Doutor Mário Ventim Neves pelos ensinamentos técnicos e científicos tão importantes na minha progressão académica bem como na elaboração desta tese.

Ao Eng. João Murta Pina pela superior orientação ao longo deste trabalho.

Ao Eng. João Martins pela enorme disponibilidade, boa vontade e interesse com que acompanhou esta dissertação.

Ao Prof. Doutor Stanimir Valtchev pela oportuna transmissão de conhecimentos.

Ao meu colega Pedro Carvalho pela sua preciosa ajuda na fase final deste projecto.

A todos os meus amigos e colegas que me acompanharam ao longo destes cinco anos de trabalho.

A instalação em larga escala de turbinas eólicas equipadas com um gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) tem vindo a promover a realização de vários estudos relacionados com potenciais soluções para a sua integração na rede eléctrica.

Nesta tese apresenta-se uma técnica de controlo que permite regular as potências activa e reactiva do GIDA de forma estável e independente. A sua viabilidade é suportada não só por um estudo teórico prévio mas também pelos resultados da simulação de modelos desenvolvidos usando o software Matlab/Simulink®.

Apesar de este sistema funcionar a velocidade variável (ainda que dentro de certos limites), continua a existir a necessidade de limitar a potência fornecida pela turbina eólica quando a velocidade do vento assume valores superiores ao nominal. Assim, faz-se também uma breve análise de alguns métodos de regulação de potência activos e passivos.

The large scale installation of wind turbines equipped with a doubly-fed induction generator (DFIG) has led to innumerable studies related to possible solutions for its integration on the power grid.

This thesis presents a control technique that allows a stable and independent regulation of DFIG's active and reactive power. Its viability isn't only supported by a previous theoretical study but also by the simulation results of models developed using the software Matlab/Simulink®.

Although this system works at a variable speed (within some limits), it's still necessary to limit the power provided by the wind turbine, when the wind speed exceeds its nominal value. Therefore, a brief analysis of some active and passive power regulation methods is performed.

# Índice

Agradecimentos .....	iv
Resumo .....	v
Abstract .....	vi
Simbologia.....	xii
Lista de símbolos .....	xii
Subscritos .....	xiii
Abreviaturas.....	xiv
Introdução.....	1
Motivação .....	1
Objectivos do trabalho .....	1
Estrutura do trabalho .....	2
1. Diferentes Tipos de Controlo de Potência Eólica .....	3
1.1 Controlo de potência com perda aerodinâmica passiva .....	4
1.2 Controlo de potência com variação activa do passo .....	6
1.3 Controlo de potência com perda aerodinâmica activa .....	8
2. Formalismos Matemáticos.....	10
2.1 Componentes simétricas.....	10
2.2 Transformadas de Clarke e Park.....	13
3. Sistema de Controlo de um GIDA numa Turbina Eólica.....	16
3.1 Máquina de indução trifásica .....	18
3.1.1 Constituição.....	18
3.1.2 Produção do campo girante .....	20
3.1.3 Princípio de funcionamento .....	22
3.1.4 Funcionamento como gerador assíncrono.....	23
3.1.5 Modelo dinâmico nos referenciais $abc$ , $\alpha\beta$ e $dq$ .....	23
3.1.6 Característica mecânica.....	29
3.2 Conversores de potência trifásicos em ponte .....	30

3.3	Ligação DC.....	33
3.4	Bobinas de alisamento .....	34
3.5	Modelo da turbina eólica.....	34
4.	Implementação em Matlab/Simulink® .....	36
4.1	Modelo fasorial de um GIDA numa turbina eólica .....	36
4.1.1	Máquina de indução trifásica .....	37
4.1.2	Bloco de controlo.....	40
4.1.2.1	Sistema de controlo do conversor do lado do rotor.....	41
4.1.2.2	Sistema de controlo do conversor do lado da rede.....	49
4.1.2.3	Controlo do ângulo de passo .....	53
4.1.3	Ligação DC .....	54
4.1.4	Bobinas de alisamento .....	55
4.1.5	Turbina eólica com passo regulável .....	56
4.2	Modelo detalhado de um GIDA numa turbina eólica.....	57
5.	Resultados das Simulações.....	59
5.1	Simulação do modelo fasorial .....	59
5.2	Simulação do modelo detalhado.....	61
6.	Conclusões.....	64
	Bibliografia.....	65
	Anexo I.....	67
	Anexo II.....	68
	Anexo III .....	69



# Índice de Figuras

Figura 1.1 – Porção de ar que atravessa o rotor da turbina. ....	3
Figura 1.2 – Curva de potência da turbina Nordex N60/1300kW. ....	5
Figura 1.3 – Variação do coeficiente de potência na turbina Nordex N60/1300kW. ....	6
Figura 1.4 – Perfil de uma pá do rotor de uma turbina eólica. ....	6
Figura 1.5 – Curva de potência da turbina Nordex N100/2500kW. ....	7
Figura 1.6 – Variação do coeficiente de potência na turbina Nordex N100/2500kW. ....	8
Figura 1.7 – Curva de potência da turbina Vestas V82-1.65MW. ....	9
Figura 1.8 – Variação do coeficiente de potência na turbina Vestas V82-1.65MW. ....	9
Figura 2.1 – Representação gráfica do sistema homopolar. ....	11
Figura 2.2 – Representação gráfica do sistema directo. ....	11
Figura 2.3 – Representação gráfica do sistema inverso. ....	11
Figura 2.4 – Diagrama fasorial da transformação de Clarke. ....	13
Figura 2.5 – Diagrama fasorial da transformação de Park. ....	14
Figura 3.1 – Esquema de um GIDA aplicado numa turbina eólica ligada à rede (adaptado de [20]). ....	16
Figura 3.2 – Trânsito de potências entre um GIDA e a rede consoante o seu regime de funcionamento: a) sub-síncrono e b) super-síncrono (adaptado de [3]). ....	17
Figura 3.3 – Esquema de um rotor em gaiola de esquilo simples. ....	19
Figura 3.4 – Esquema de um rotor bobinado. ....	20
Figura 3.5 – Disposição das três bobinas no estator de uma máquina de indução com $p=1$ . ..	20
Figura 3.6 – Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta s$ e $\alpha\beta r$ . ....	25
Figura 3.7 – Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta s$ , $\alpha\beta r$ e $dq$ . ....	26
Figura 3.8 – Circuito equivalente do modelo dinâmico relativo às tensões no eixo directo ( $u_{ds}$ e $u_{dr}$ ). ....	27
Figura 3.9 – Circuito equivalente do modelo dinâmico relativo às tensões no eixo em quadratura ( $u_{qs}$ e $u_{qr}$ ). ....	27
Figura 3.10 – Conversores de potência trifásicos em ponte: a) do lado do rotor; b) do lado da rede. ....	30
Figura 3.11 – Exemplo de uma modulação PWM por sub-harmónica aplicada a uma ponte trifásica de IGBTs. ....	31
Figura 3.12 – Forma de onda das tensões simples à saída do inversor. ....	32

Figura 3.13 – Forma de onda da tensão composta à saída do conversor com representação da harmónica fundamental (adaptado de [13]).....	33
Figura 3.14 – Ligação DC. ....	33
Figura 3.15 – Circuito $RL$ série. ....	34
Figura 4.1 – Implementação do modelo fasorial de um GIDA numa turbina eólica ligada à rede.....	36
Figura 4.2 – Implementação do modelo da máquina de indução trifásica. ....	37
Figura 4.3 – Implementação da parte eléctrica do modelo da máquina assíncrona trifásica. ..	39
Figura 4.4 – Implementação da parte mecânica do modelo da máquina assíncrona trifásica..	40
Figura 4.5 – Implementação do sistema de controlo. ....	40
Figura 4.6 – Implementação do sistema de controlo do conversor lado do rotor.....	41
Figura 4.7 – Posição relativa dos referenciais $\alpha\beta_s$ , $\alpha\beta_r$ , $dq$ e $MT$ .....	41
Figura 4.8 – Característica de seguimento potência-velocidade [20]. ....	43
Figura 4.9 – Implementação do bloco de cálculo das perdas eléctricas no sistema. ....	44
Figura 4.10 – Implementação do modelo de controlo da potência activa.....	45
Figura 4.11 – Implementação do modelo de controlo da potência reactiva.....	45
Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.....	46
Figura 4.13 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.....	47
Figura 4.14 – Implementação do regulador de corrente (lado do rotor). ....	48
Figura 4.15 – Implementação do sistema de controlo do conversor do lado da rede.....	49
Figura 4.16 – Diagrama de blocos do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.....	50
Figura 4.17 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.....	50
Figura 4.18 – Implementação do regulador de corrente (lado da rede). ....	51
Figura 4.19 – Diagrama de blocos para controlo de tensão com controlo interno de corrente.	51
Figura 4.20 – Diagrama de blocos para regulação de tensão com controlo interno de corrente. ....	53
Figura 4.21 – Implementação do regulador do ângulo de passo. ....	54
Figura 4.22 – Implementação do modelo da ligação DC.....	54
Figura 4.23 – Implementação do modelo das bobinas de alisamento (circuito $RL$ série).....	56
Figura 4.24 – Implementação do modelo de uma turbina eólica com ângulo de passo regulável. ....	56

Figura 4.25 – Implementação do modelo detalhado de um gerador assíncrono duplamente alimentado numa turbina eólica ligada à rede. ....	57
Figura 5.1 – Variação da velocidade do vento. ....	59
Figura 5.2 – Variação da velocidade angular do rotor.....	59
Figura 5.3 – Variação da potência activa gerada. ....	59
Figura 5.4 – Variação da potência reactiva gerada. ....	59
Figura 5.5 – Variação do ângulo de passo das pás. ....	60
Figura 5.6 – Variação da tensão na ligação DC. ....	60
Figura 5.7 – Variação da velocidade angular do rotor.....	61
Figura 5.8 – Variação da potência activa gerada. ....	61
Figura 5.9 – Variação da potência reactiva gerada. ....	62
Figura 5.10 – Variação da tensão na ligação DC.....	62
Figura 5.11 – Variação da tensão simples na fase <i>a</i> no conversor do lado da rede.....	62
Figura 5.12 – Variação da tensão composta entre as fases <i>ab</i> no conversor do lado da rede. .	62
Figura 5.13 – Variação da tensão simples na fase <i>b</i> no conversor do lado da rede.....	63
Figura 5.14 – Variação da tensão composta entre as fases <i>bc</i> no conversor do lado da rede. .	63
Figura 5.15 – Variação da tensão simples na fase <i>c</i> no conversor do lado da rede.....	63
Figura 5.16 – Variação da tensão composta entre as fases <i>ca</i> no conversor do lado da rede. .	63

## Índice de Tabelas

Tabela 4.1 – Características da máquina de indução. ....	37
--	----

## ***Lista de símbolos***

$W_c$	Energia cinética
$W_m$	Co-energia magnética
$\Delta t$	Intervalo de tempo
$\Delta l_{ar}$	Porção de ar que atravessa as pás da turbina
$\Delta m_{ar}$	Massa de ar deslocada
$\Delta V_{ar}$	Volume de ar deslocado
$\rho_{ar}$	Massa específica do ar
$v_1$	Velocidade inicial da porção de ar
$v_2$	Velocidade da porção de ar depois atravessar as pás da turbina
$d$	Diâmetro da circunferência descrita pelo movimento de rotação das pás
$P_{disp}$	Potência disponível no vento
$P_{mec}$	Potência mecânica aplicada no veio da turbina
$P_{elec}$	Potência eléctrica obtida aos terminais do gerador
$C_p$	Coeficiente de potência da turbina
$x$	Grandeza genérica (pode representar uma tensão, corrente, fluxo, etc...)
$\alpha$	Operador matemático usado no método das componentes simétricas
$[S]$	Matriz de Fortescue
$u$	Tensão
$i$	Corrente
$\psi$	Fluxo
$Z$	Impedância
$Y$	Admitância
$\omega$	Velocidade angular
$\theta$	Posição angular
$P$	Potência activa transferida
$Q$	Potência reactiva transferida
$P_j$	Perdas por efeito de Joule
$H_m$	Campo magnético girante/pulsante
$F_m$	Força magnetomotriz
$\delta$	Espessura do entreferro

$\omega$	Velocidade angular
$\omega_r'$	Frequência angular das correntes no rotor
$s$	Escorregamento
$R$	Resistência
$L$	Indutância
$L_l$	Indutância própria
$L_m$	Indutância mútua
$C$	Capacidade
$[C]$	Matriz de Clarke
$\theta_r$	Posição angular do rotor
$T_e$	Binário electromagnético
$T_m$	Binário mecânico
$J$	Momento de inércia combinado do conjunto do rotor
$H$	Constante de inércia
$D$	Coeficiente de amortecimento
$f$	Frequência
$s$	Operador matemático usado no cálculo operacional
$K_p$	Ganho proporcional do controlador PI
$K_i$	Ganho integral do controlador PI
$T_i$	Constante de tempo integral do controlador PI
$T_s$	Período de amostragem do sistema
$T_{PWM}$	Período de comutação
$f_{PWM}$	Frequência de comutação
$T_a$	Atraso introduzido no sistema
$u_{ctrl}$	Tensão de saída do controlador PI
$C_i$	Controlador PI das malhas internas de regulação de corrente
$C_e$	Controlador PI da malha externa de regulação da tensão na ligação DC
$d.c.$	Ciclo de trabalho ( <i>duty cycle</i> )

## **Subscritos**

$a,b,c$	Parâmetros trifásicos
0,1,2	Componentes simétricas homopolar, directa e inversa
$d,q$	Componentes directa e em quadratura no referencial difásico girante $dq$

$\alpha, \beta$	Componentes directa e em quadratura no referencial difásico estacionário $\alpha\beta$
$M, T$	Componentes directa e em quadratura no referencial difásico estacionário $MT$
$s$	Estator
$r$	Rotor
$RL$	Bobinas de alisamento
$nom$	Nominal
$ref$	Referência
$res$	Resultante
$conv$	Conversor trifásico de potência

## **Abreviaturas**

GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
$C_{rotor}$	Conversor de potência do lado do rotor
$C_{rede}$	Conversor de potência do lado da rede
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
PWM	Pulse Width Modulation
PI	Proporcional Integral

## **Motivação**

Com a crescente integração da energia eólica nas redes eléctricas, têm-se verificado a instalação em larga escala de turbinas eólicas equipadas com um gerador de indução duplamente alimentado (GIDA)<sup>1</sup>. Actualmente, cerca de 50% das turbinas eólicas instaladas a nível mundial usam este tipo de geradores que são capazes de operar a diferentes velocidades, ainda que dentro de certos limites (tipicamente de -30% a +20% da sua velocidade nominal) [1]. Esta característica traduz-se num melhor aproveitamento da energia disponível no vento, bem como na redução da fadiga mecânica e do ruído acústico emitido para baixas velocidades do vento [2].

A maior vantagem dos GIDAs face às outras alternativas é o facto de a electrónica de potência lidar apenas com uma fracção de toda a potência do sistema (cerca de 25%) o que se traduz em menores perdas, dimensões e custos [3].

A conjugação destes factores suscita algum interesse no desenvolvimento de modelos para estudar a dinâmica de funcionamento dos GIDAs quando integrados num sistema de elevada potência.

## **Objectivos do trabalho**

Com este trabalho pretende-se estudar uma estrutura de controlo que permita integrar uma turbina eólica equipada com um gerador de indução duplamente alimentado numa rede de elevada potência.

Para cumprir tal objectivo desenvolvi dois modelos em Matlab/Simulink®, um fasorial e outro detalhado, onde o sistema de controlo permite controlar separadamente e de forma estável as potências a activa e reactiva injectadas na rede possibilitando a optimização do factor de potência da mesma.

O primeiro modelo foi utilizado para analisar a resposta do sistema a variações na velocidade do vento. O modelo detalhado foi útil para observar as formas de onda da tensão nos conversores trifásicos de potência para uma velocidade de vento constante.

---

<sup>1</sup> Do termo em inglês Doubly-Fed Induction Generator (DFIG).

## ***Estrutura do trabalho***

O presente trabalho encontra-se dividido em seis capítulos. No primeiro começa-se por fazer uma breve análise dos vários tipos de controlo de potência existentes em turbinas eólicas ilustrada com alguns exemplos concretos.

No segundo capítulo descrevem-se dois formalismos matemáticos, nomeadamente o método das componentes simétricas e as transformadas de Clarke e Park, que foram utilizados na construção dos modelos matemáticos.

A descrição de cada um dos elementos que fazem parte do sistema de controlo de um gerador de indução duplamente alimentado numa turbina eólica é feita no terceiro capítulo. De entre os referidos elementos há que destacar a máquina de indução trifásica com rotor bobinado dada a sua importância.

No quarto capítulo procede-se à análise da implementação realizada em Matlab/Simulink® com principal incidência sobre os blocos de controlo.

Os resultados das simulações dos dois modelos implementados (fasorial e detalhado) são apresentados no quinto capítulo.

Por fim, no sexto capítulo faz-se uma breve conclusão acerca do presente trabalho e propõe-se, como trabalho a realizar no futuro, a validação dos resultados obtidos num ambiente real e a implementação de um sistema de protecção dos conversores de potência em Matlab/Simulink®.



# 1. Diferentes Tipos de Controlo de Potência Eólica

A energia disponível para uma turbina eólica é a energia cinética,  $W_c$ , associada a uma porção de ar,  $\Delta l_{ar}$ , que se desloca a uma velocidade uniforme e constante  $v_1$ . No intervalo de tempo  $\Delta t$ , a referida porção de ar ao atravessar a secção plana transversal do rotor da turbina, desloca uma massa  $\Delta m_{ar}$ , cujo valor depende da massa específica do ar,  $\rho_{ar}$ , e do volume de ar deslocado,  $\Delta V_{ar}$  (figura 1.1) [4].

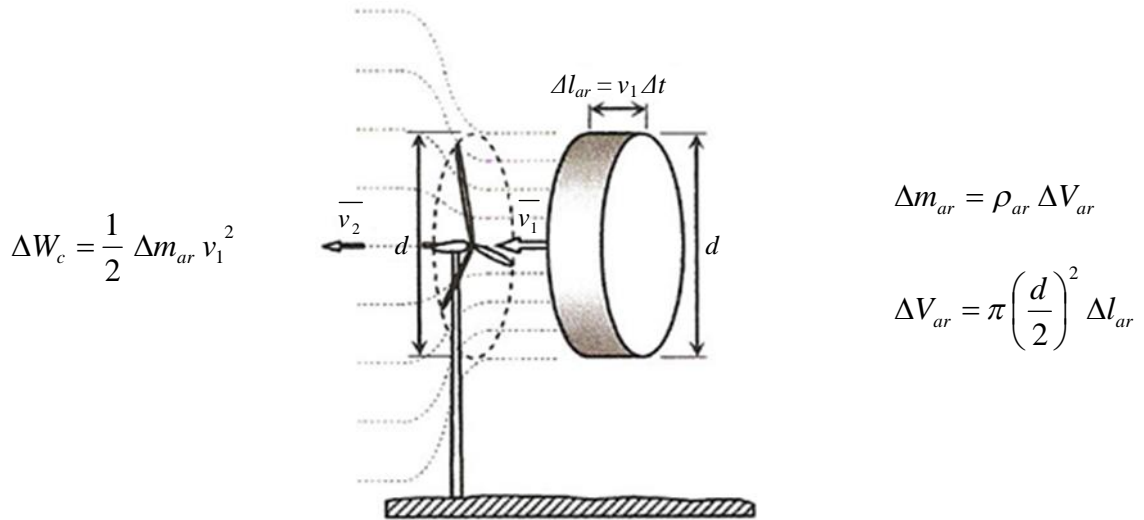


Figura 1.1 – Porção de ar que atravessa o rotor da turbina.

Assim tem-se que a potência disponível no vento ( $P_{disp}$ ) é, então, proporcional ao cubo da velocidade do vento que incide nas pás do rotor:

$$P_{disp} = \frac{\Delta W_c}{\Delta t} = \frac{1}{2} \rho_{ar} \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 v_1^3$$

No entanto, esta potência não pode ser totalmente convertida em potência mecânica no veio da turbina,  $P_{mec}$ , uma vez que o ar, depois de atravessar o plano das pás, tem que sair com velocidade não nula,  $v_2$ . O rendimento efectivo da conversão numa turbina eólica é normalmente designado por coeficiente de potência,  $C_p$ , e é dado pela expressão [4]:

$$C_p = \frac{P_{mec}}{P_{disp}} < 0,593$$

Na prática este valor máximo nunca é alcançado porque se trata de um limite teórico<sup>2</sup> que foi calculado assumindo que o projecto aerodinâmico das pás é perfeito.

<sup>2</sup> Limite de Betz.

Quando a velocidade do vento assume valores superiores ao nominal, existe a necessidade de limitar a potência fornecida pela turbina eólica. Esta tarefa de regulação pode ser efectuada por meios activos ou passivos conforme haja ou não necessidade de variação do passo do rotor, respectivamente.

### **1.1 Controlo de potência com perda aerodinâmica passiva<sup>3</sup>**

As pás da hélice são projectadas aerodinamicamente para que entrem em perda quando a velocidade do vento ultrapassa um certo valor limite (velocidade nominal do vento), resultando num abrandamento do rotor.

A principal vantagem deste tipo de controlo é a sua simplicidade devido à ausência de partes móveis que requerem manutenção. Contudo, a sua implementação implica métodos de cálculo aerodinâmico complexos para definir o ângulo entre a linha de corda<sup>4</sup> e a velocidade relativa do vento (ângulo de ataque) [4], [5].

A curva de potência de uma turbina deste tipo é determinada pelas características aerodinâmicas das pás, particularmente o comportamento de perda, o que constitui um inconveniente pois a potência de saída da turbina varia de forma imprevisível após a entrada em perda aerodinâmica. Além disso, a pá em perda também exhibe um baixo amortecimento das vibrações que serão acompanhadas inevitavelmente por tensões e grandes momentos de flexão causando algum desgaste [2].

Quando uma turbina com controlo de potência por perda aerodinâmica passiva se encontra imobilizada devido a ventos fortes, o rotor está sujeito a enormes cargas aerodinâmicas que não podem ser aliviadas por meio do ajuste do ângulo de passo (que será definido na secção seguinte). No arranque, quando a velocidade do vento é baixa, a turbina de pás fixas não tem binário de arranque suficiente. Torna-se então necessário dispor de um motor auxiliar de arranque ou, então, usar o próprio gerador a funcionar como motor para trazer o rotor até à velocidade adequada.

As turbinas eólicas são projectadas para gerarem a máxima potência a uma determinada velocidade do vento. Esta potência é conhecida como potência nominal e a velocidade do vento a que ela é atingida designa-se por velocidade nominal do vento.

Na figura abaixo apresenta-se a curva de potência de uma turbina Nordex<sup>5</sup> deste tipo com as seguintes características (Anexo I):

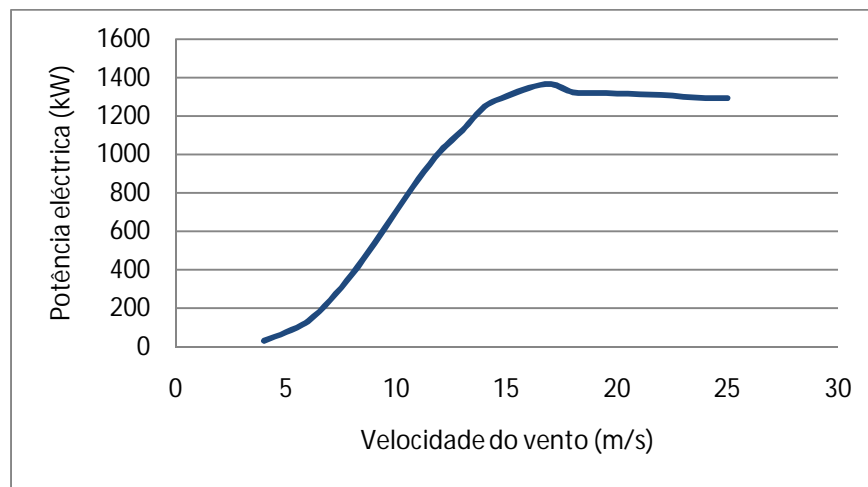
---

<sup>3</sup> Do termo em inglês *passive stall*.

<sup>4</sup> Linha que une os bordos de entrada e saída do perfil da pá.

<sup>5</sup> <http://www.nordex-online.com/en>

- Velocidade de arranque<sup>6</sup>: 3-4 m/s
- Velocidade crítica<sup>7</sup>: 25 m/s
- Velocidade nominal: ~15 m/s



**Figura 1.2 – Curva de potência da turbina Nordex N60/1300kW.**

Analisando a figura 1.2 verifica-se que a potência de saída para velocidades superiores à nominal não se mantém constante como seria desejável, ainda que as variações em torno do valor 1,3 MW sejam relativamente pequenas.

Para a mesma turbina também é interessante observar a variação do coeficiente de potência com a velocidade do vento. Neste caso, o valor de  $C_p$  engloba o rendimento de um gerador de indução duplamente alimentado sendo dado pela expressão:

$$C_p = \frac{P_{elec}}{P_{disp}}$$

onde  $P_{elec}$  é a potência eléctrica fornecida aos terminais do gerador.

Na figura 1.3 verifica-se que o valor do coeficiente de potência é máximo (0,424) para velocidades de vento entre 8 e 9 m/s.

<sup>6</sup> Velocidade mínima do vento para entrada em produção (em inglês designa-se por *cut-in wind speed*).

<sup>7</sup> Velocidade máxima do vento para produção (em inglês designa-se por *cut-out wind speed*).

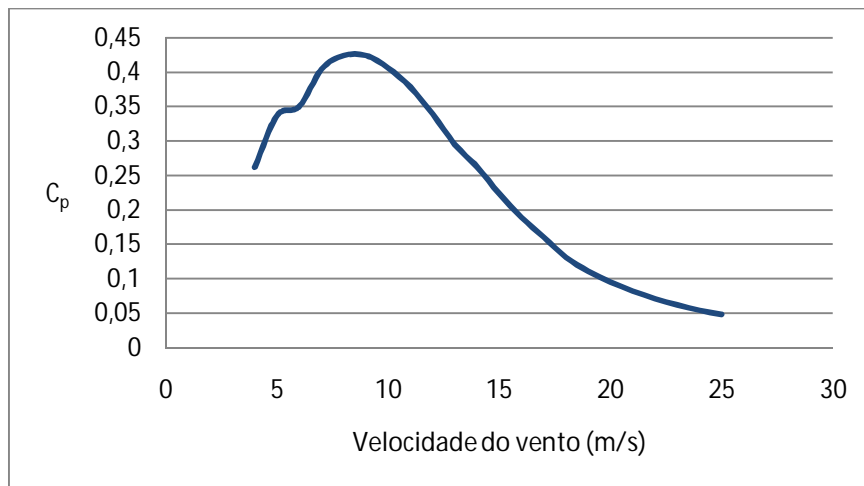


Figura 1.3 – Variação do coeficiente de potência na turbina Nordex N60/1300kW.

## 1.2 Controlo de potência com variação activa do passo<sup>8</sup>

As turbinas eólicas com a capacidade de rotação de toda ou parte das pás em torno do seu eixo conseguem limitar a potência de saída através da redução do ângulo de ataque e, consequentemente, do coeficiente de sustentação<sup>9</sup> [2].

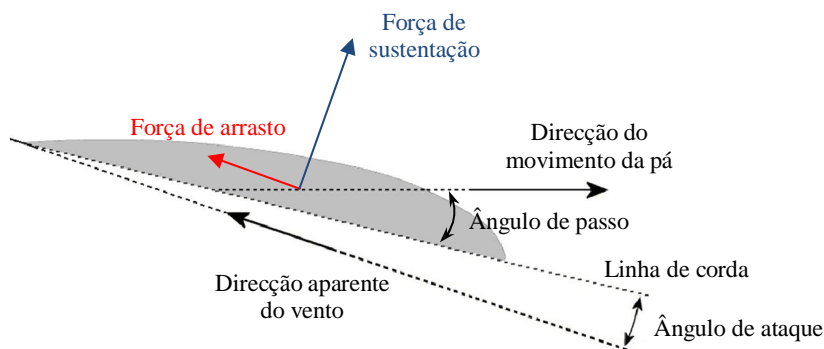


Figura 1.4 – Perfil de uma pá do rotor de uma turbina eólica.

Os maiores benefícios da variação activa do passo das pás do rotor são uma maior captura de energia (ainda que pouco significativa), uma maior facilidade de travagem e cargas aerodinâmicas extremas reduzidas quando a turbina se encontra desligada. Além disso, o mecanismo associado a este tipo de controlo de potência permite que o processo de arranque seja assistido, porque o ângulo de passo pode ser variado de modo a conseguir uma aceleração do rotor até à velocidade de rotação nominal. Este ângulo, tal como se pode ver na figura 1.4 é medido entre o plano de rotação da pá e a linha de corda [4].

<sup>8</sup> Do termo em inglês *active pitch*.

<sup>9</sup> Este coeficiente depende da força responsável pela elevação da pá (força de sustentação), da massa específica do ar, do quadrado da velocidade do vento e da área de varrimento das pás.

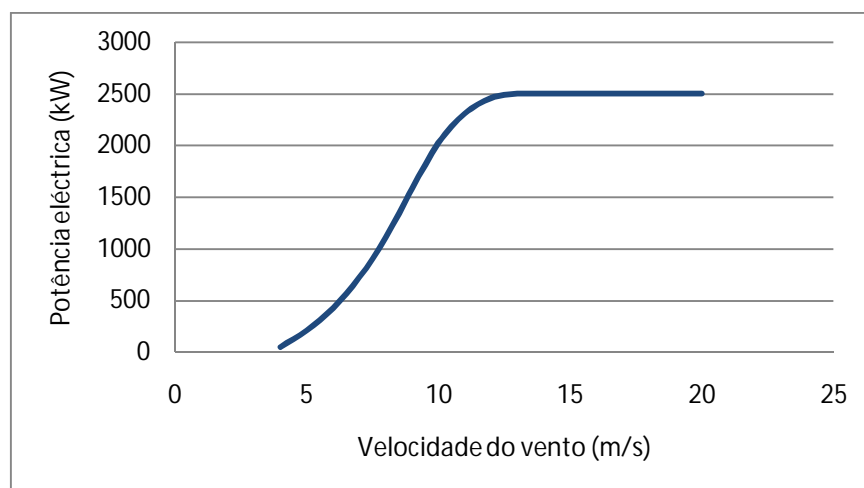
A desvantagem deste tipo de regulação face à perda aerodinâmica passiva é a necessidade de um mecanismo de actuação e o respectivo controlador de resposta rápida em malha fechada.

Portanto, as vantagens da variação activa do passo das pás devem ser bem ponderadas perante todos os custos adicionais envolvidos, incluindo os custos de manutenção do sistema de actuação.

Na figura 1.5 apresenta-se a curva de potência de uma turbina Nordex deste tipo com as seguintes características (Anexo II):

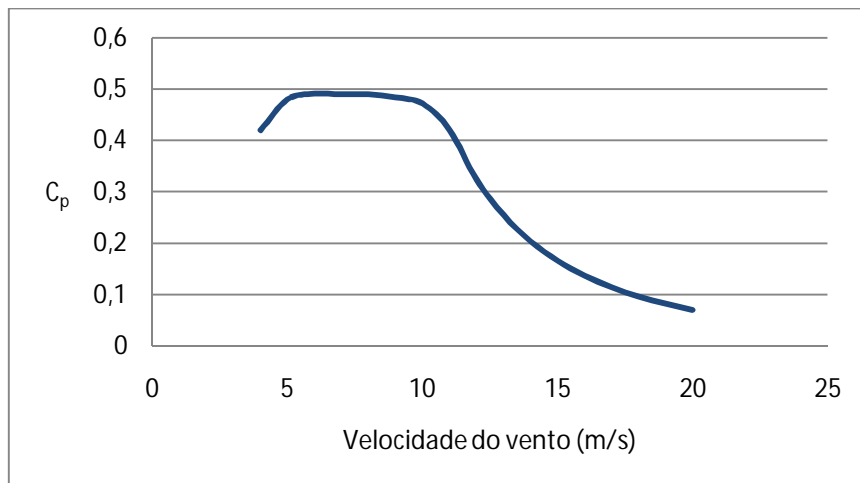
- Velocidade de arranque: 3 m/s
- Velocidade crítica: 20 m/s
- Velocidade nominal: 12,5 m/s

As turbinas eólicas com regulação do tipo passo variável e equipadas com um sistema de conversão de frequência AC/DC/AC têm a vantagem de, na zona de controlo de potência, exibirem uma resposta mais rápida, já que o sistema de conversores electrónicos possui constantes de tempo inferiores às exibidas pelo sistema de controlo do passo das pás do rotor. Assim, o conversor de frequência actua em primeiro lugar de forma a controlar a potência, sendo o controlo fino desta assegurado pelo controlador do passo das pás do rotor. Deste modo, para velocidades de vento superiores ao valor nominal consegue-se manter a potência de saída constante, tal como se pode observar na figura 1.5.



**Figura 1.5 – Curva de potência da turbina Nordex N100/2500kW.**

Para a mesma turbina tem-se representada a variação do coeficiente de potência com a velocidade do vento (figura 1.6).



**Figura 1.6 – Variação do coeficiente de potência na turbina Nordex N100/2500kW.**

Na figura acima observa-se que o valor do coeficiente de potência é máximo (0,49) para velocidades de vento entre 6 e 8 m/s. Comparando com a figura 1.3 verifica-se que esta turbina além de apresentar um coeficiente de potência em média superior, este apresenta o valor máximo numa maior gama de velocidades do vento.

Este resultado é exemplificativo de que as turbinas com controlo do ângulo de passo exibem geralmente um melhor rendimento na extracção da energia do vento quando comparadas com turbinas cujas pás do rotor têm um passo fixo.

### **1.3 Controlo de potência com perda aerodinâmica activa<sup>10</sup>**

Funciona de forma semelhante ao controlo com variação activa do passo. A diferença reside na direcção de rotação das pás em torno do seu eixo que é feita de modo a aumentar o ângulo de ataque para que as mesmas entrem em perda aerodinâmica.

Uma vantagem significativa deste tipo de regulação é o facto de a pá se manter essencialmente em perda para velocidades de vento superiores à nominal com pequenas variações do ângulo de passo, resultando em menores variações da carga suportada pela pá e potência de saída [2].

A principal desvantagem do controlo com perda activa é a dificuldade de prever com precisão o comportamento aerodinâmico em condições de perda [2].

Na figura 1.7 tem-se a curva de potência de uma turbina Vestas<sup>11</sup> com este tipo de regulação e apresentando as seguintes características (Anexo III):

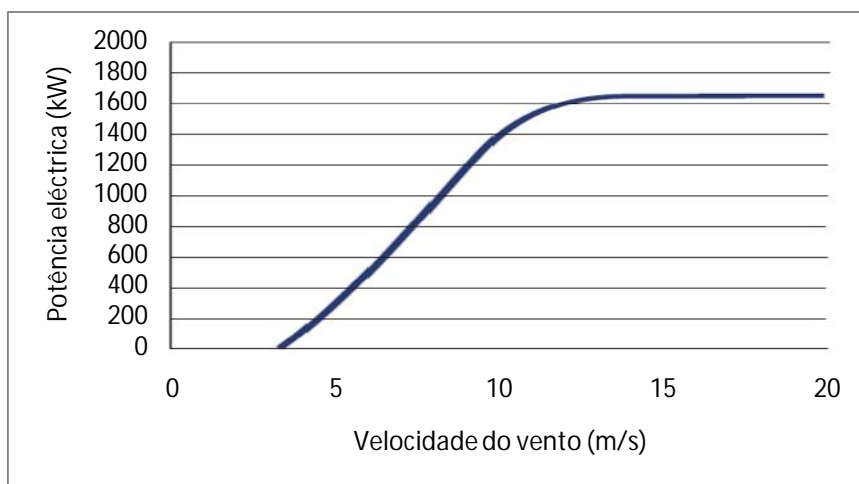
- Velocidade de arranque: 3,5 m/s

<sup>10</sup> Do termo em inglês *active stall*.

<sup>11</sup> <http://www.vestas.com>

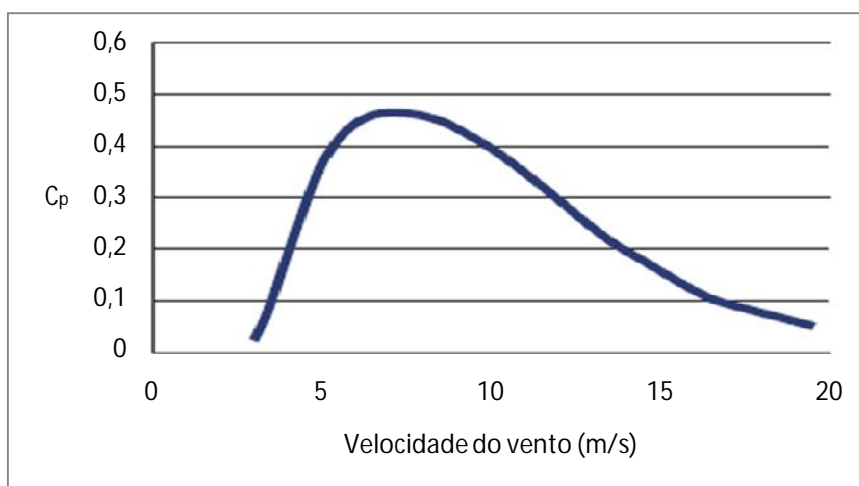
- Velocidade crítica: 20 m/s
- Velocidade nominal: 13 m/s

Como se pode observar nesta figura, para velocidades de vento superiores ao valor nominal, a potência de saída mantém-se praticamente constante até ao accionamento do travão mecânico.



**Figura 1.7 – Curva de potência da turbina Vestas V82-1.65MW.**

Para a mesma turbina tem-se a variação do coeficiente de potência com a velocidade do vento, representada na figura 1.8.



**Figura 1.8 – Variação do coeficiente de potência na turbina Vestas V82-1.65MW.**

Nesta figura verifica-se que o valor do coeficiente de potência é máximo ( $\sim 0,47$ ) para velocidades de vento entre 6 e 8 m/s.

## 2. Formalismos Matemáticos

---

Neste capítulo descrevem-se dois formalismos matemáticos, nomeadamente o método das componentes simétricas e as transformadas de Clarke<sup>12</sup> e Park<sup>13</sup>, que foram utilizados na construção dos modelos matemáticos.

### 2.1 Componentes simétricas

Num sistema trifásico equilibrado, as tensões e correntes são iguais em módulo nas três fases e estão desfasadas entre si de 120°. Nesta situação, pode-se arbitrar uma fase de referência e usar o esquema monofásico equivalente para proceder à sua análise.

Se, por outro lado, o sistema não exibir simetria trifásica, deixa de ser possível a análise monofásica uma vez que, em geral, as matrizes de impedâncias que relacionam as tensões e as correntes, ainda que simétricas, não são diagonais. Sendo as três tensões (ou correntes) linearmente independentes entre si, não é possível evitar o uso de três equações em simultâneo.

O método das componentes simétricas, introduzido por Fortescue<sup>14</sup> em 1918, permite reduzir significativamente o aumento da complexidade da análise trifásica, resultante da assimetria. O sistema trifásico assimétrico pode ser decomposto em três sistemas trifásicos, designados por componentes simétricas – homopolar (0), directa (1) e inversa (2).

Sendo  $x_a$ ,  $x_b$  e  $x_c$ , as três fases de um sistema trifásico assimétrico tem-se então a seguinte decomposição nas diferentes componentes simétricas:

$$\begin{aligned}x_a &= x_{a0} + x_{a1} + x_{a2} \\x_b &= x_{b0} + x_{b1} + x_{b2} \\x_c &= x_{c0} + x_{c1} + x_{c2}\end{aligned}\tag{2.1}$$

Esta transformação não normalizada considera a variação da potência. Para obter a transformação normalizada, as equações 2.1 devem ser divididas por  $\sqrt{3}$ .

Para resolver este sistema é ainda necessário introduzir um conjunto de equações adicionais que permitem relacionar as componentes simétricas das três fases entre si.

---

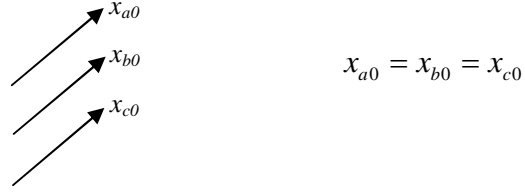
<sup>12</sup> Edith Clarke (1883-1959), a primeira mulher a ser empregada como engenheira electrotécnica nos EUA.

<sup>13</sup> Robert H. Park (1902-1994), o criador das famosas “Equações de Park”.

<sup>14</sup> Charles LeGeyt Fortescue (1876-1936), reconhecido mundialmente pelo método das componentes simétricas.

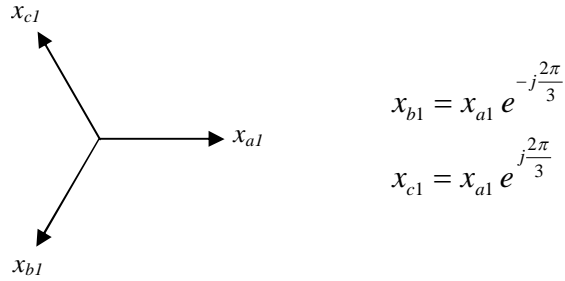


Na figura 2.1 verifica-se que a componente homopolar é composta por três fasores iguais em módulo e fase [6].



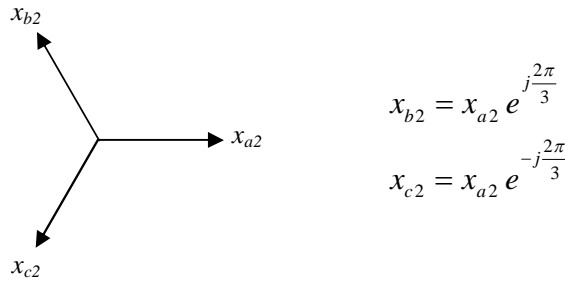
**Figura 2.1 – Representação gráfica do sistema homopolar.**

A componente directa consiste em três fasores de igual módulo onde as fases  $b$  e  $c$  estão atrasada e avançada de  $120^\circ$  relativamente à fase  $a$ , respectivamente (figura 2.2) [6].



**Figura 2.2 – Representação gráfica do sistema directo.**

Por fim, a componente inversa é composta por três fasores de igual módulo onde as fases  $b$  e  $c$  estão avançada e atrasada de  $120^\circ$  relativamente à fase  $a$ , respectivamente (figura 2.3) [6]:



**Figura 2.3 – Representação gráfica do sistema inverso.**

Introduzindo o operador  $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ , o sistema de equações (2.1) pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\begin{aligned} x_a &= x_0 + x_1 + x_2 \\ x_b &= x_0 + \alpha^2 x_1 + \alpha x_2 \\ x_c &= x_0 + \alpha x_1 + \alpha^2 x_2 \end{aligned}$$

onde as componentes simétricas  $x_0 = x_{a0}$ ,  $x_1 = x_{a1}$  e  $x_2 = x_{a2}$  dizem respeito à fase  $a$ , de referência. A partir deste sistema pode-se escrever a seguinte equação matricial equivalente:

$$[x_{abc}] = [S][x_{012}]$$

em que  $[S]$  é a matriz de Fortescue:

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix}$$

Na transformação normalizada esta matriz viria dividida por  $\sqrt{3}$ .

Também é possível realizar a operação inversa, ou seja, calcular as componentes simétricas a partir das correntes nas fases:

$$[x_{012}] = [S]^{-1} [x_{abc}]$$

em que  $[S]^{-1}$  é matriz de Fortescue inversa:

$$[S] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix}$$

Tal como para a matriz de Fortescue, na transformação normalizada a matriz inversa viria dividida por  $\sqrt{3}$  e não por 3.

Num sistema trifásico passivo as quedas de tensão e as correntes por fase estão relacionadas pelas equações [7]:

$$[u_{abc}] = [Z_{abc}][i_{abc}] \quad \text{ou} \quad [i_{abc}] = [Y_{abc}][u_{abc}]$$

onde  $[Z_{abc}]$  e  $[Y_{abc}]$  são matrizes de impedâncias e admitâncias, respectivamente, de dimensão 3x3. Se não houver influências mútuas entre fases, estas matrizes são diagonais, com todos os elementos iguais, o que significa que as três fases estão desacopladas, permitindo a análise na fase de referência.

Se, por outro lado, houver influências mútuas entre fases, tal desacoplamento deixa de ser possível, sendo necessário, em princípio, efectuar uma análise por fase. Em alternativa, usando a transformação das componentes simétricas vem [7],

$$[u_{012}] = [Z_{012}][i_{012}]$$

$$[i_{012}] = [Y_{012}][u_{012}]$$

onde as matrizes

$$[Z_{012}] = [S]^{-1} [Z_{abc}] [S]$$

$$[Y_{012}] = [S]^{-1} [Y_{abc}] [S]$$

são diagonais, admitindo que os elementos da rede possuem simetria trifásica. Como resultado, os sistemas homopolar, directo e inverso estão desacoplados, tal como acontece com as três fases em regime simétrico, podendo ser tratados separadamente. É esta propriedade que confere às componentes simétricas um elevado valor na análise dos sistemas trifásicos em regime assimétrico.

Pode-se dizer que o problema geral das transformadas é procurar uma matriz de transformação  $[T]$  que diagonaliza o produto  $[T]^{-1} [X_{abc}] [T]$ .

## 2.2 Transformadas de Clarke e Park

A transformação de Clarke permite representar um sistema de grandezas vectoriais trifásicas de soma nula (e por isso sem componente homopolar), tais como tensões, correntes ou fluxos, num referencial ortogonal estacionário  $\alpha\beta$ , onde  $\alpha$  e  $\beta$  são os eixos directo e em quadratura, respectivamente (figura 2.4).

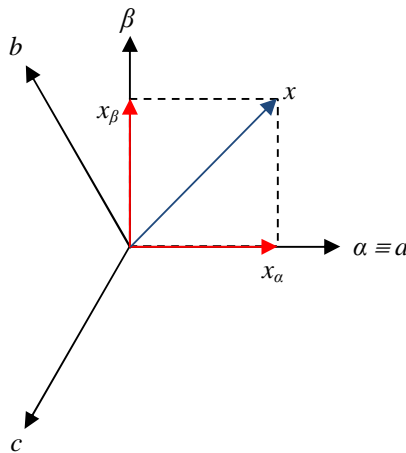


Figura 2.4 – Diagrama fasorial da transformação de Clarke.

Uma possível componente homopolar seria representada num eixo perpendicular ao plano  $\alpha\beta$ .

A conversão do sistema trifásico  $abc$  num sistema estático  $\alpha\beta 0$  caracteriza-se pela seguinte equação matricial [8]:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

onde o valor do escalar  $k$  depende da convenção utilizada, sendo  $\sqrt{2/3}$  se se considerar a invariância da potência (transformada normalizada).

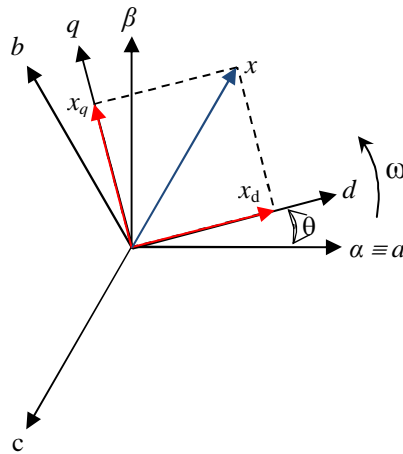
Fazendo o eixo  $\alpha$  coincidir com a fase  $a$  ( $\theta = 0$ ), esta equação pode ser simplificada em:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

A passagem deste referencial estacionário para um referencial arbitrário  $dq$  que roda a uma velocidade angular  $\omega$  (figura 2.5), denomina-se por transformação de Park e é dada por [8]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

onde  $\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0)$ .



**Figura 2.5 – Diagrama fasorial da transformação de Park.**

Após as transformações de Clarke e Park, o sistema trifásico sem componente homopolar toma a forma de um sistema invariante no tempo num referencial difásico girante. Esta operação pode ser invertida por aplicação da transformada inversa de Park:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

seguida pela transformação inversa de Clarke:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

### 3. Sistema de Controlo de um GIDA numa Turbina Eólica

O gerador de indução duplamente alimentado é uma máquina assíncrona trifásica com rotor bobinado cujo circuito rotórico, que opera a uma frequência variável (até 10 Hz), se encontra ligado à rede (caracterizada por uma frequência fixa) através de um conversor de frequência AC/DC/AC. Por sua vez, o estator do GIDA está ligado directamente à rede (figura 3.1).

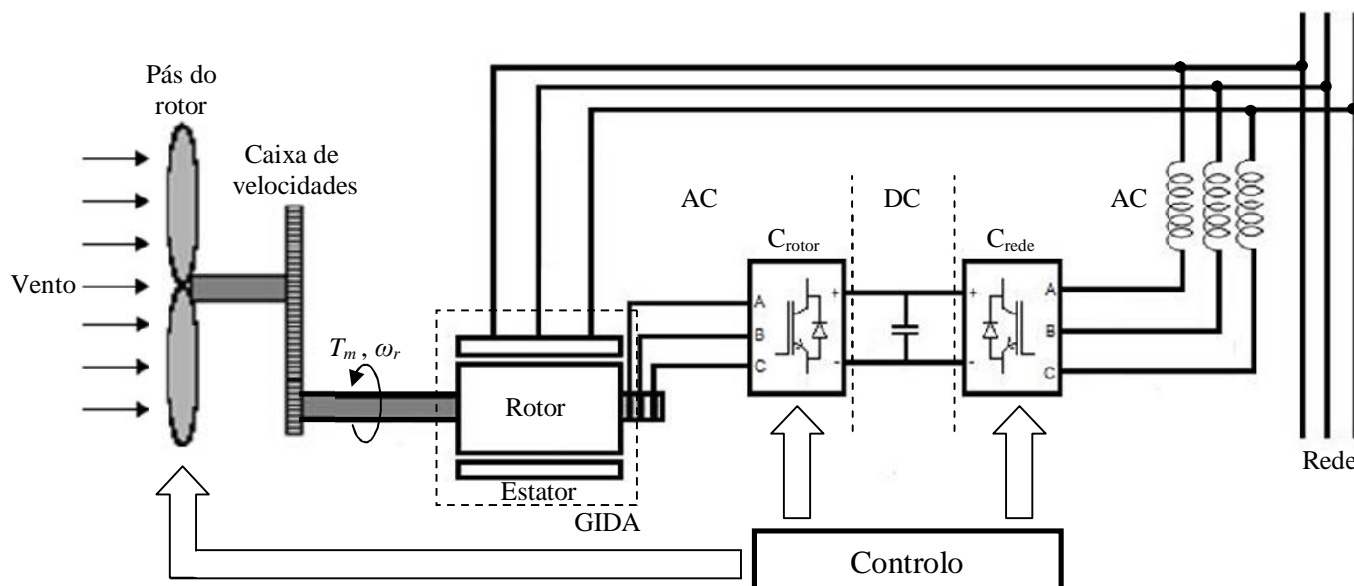


Figura 3.1 – Esquema de um GIDA aplicado numa turbina eólica ligada à rede (adaptado de [20]).

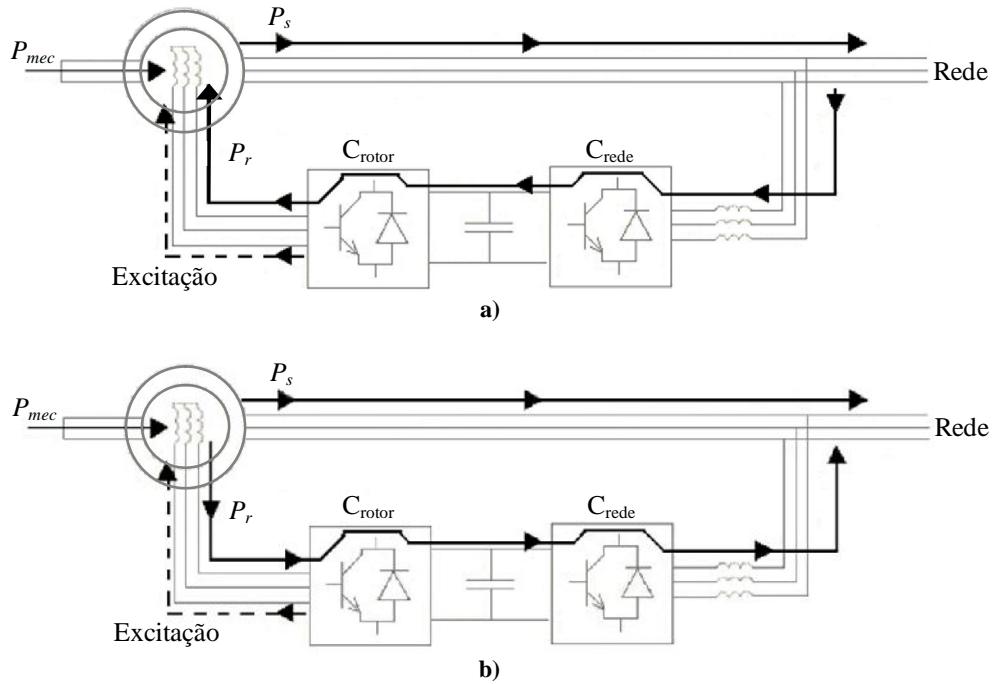
Esta forma de alimentação do gerador de indução também tem a designação de “cascata hipo-síncrona”, se o rotor estiver a rodar a uma velocidade inferior à de sincronismo, ou de “cascata hiper-síncrona”, caso contrário.

O conversor de frequência atrás mencionado é constituído por dois conversores *back-to-back* controlados por tensão e unidos por meio de uma ligação DC. Nestes conversores, os dispositivos comutáveis usados são IGBTs<sup>15</sup> sendo possível o trânsito de energia em ambos sentidos.

O controlo do conversor do lado do rotor,  $C_{rotor}$ , permite que as variações de potência gerada, causadas por mudanças na velocidade do vento, sejam convertidas na energia cinética do rotor e na energia eléctrica que é fornecida à rede via bobinas de alisamento. De acordo com [3], isto traduz-se numa redução do impacto na caixa amplificadora de velocidade e do tremor da corrente injectada na rede, além de melhorar o rendimento da turbina eólica no que diz respeito à sua potência de saída.

<sup>15</sup> Transístor Bipolar de Porta Isolada, em inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*

Consoante a velocidade de rotação do rotor, a energia pode ser entregue à rede através dos circuitos estatórico e rotórico, sendo que este último também pode absorver energia. Quando o gerador se encontra a funcionar a uma velocidade sub-síncrona (figura 3.2 a)), o rotor absorve energia, com potência  $P_r$ , e parte da energia no estator, com potência  $P_s$ , entra no circuito rotórico. Se, por outro lado, a velocidade de funcionamento do gerador for superior à de sincronismo (regime super-síncrono), o rotor gera energia e assim a rede recebe energia dos circuitos rotórico e estatórico (figura 3.2 b)).



**Figura 3.2 – Trânsito de potências entre um GIDA e a rede consoante o seu regime de funcionamento: a) sub-síncrono e b) super-síncrono (adaptado de [3]).**

Outra característica do sistema de controlo do  $C_{rotor}$  é a capacidade de regular separadamente as potências reactiva e activa transaccionadas com a rede, ou seja, existe um controlo independente do binário e da corrente de excitação do rotor [3].

O controlo do conversor do lado da rede,  $C_{rede}$ , além de regular a tensão na ligação DC, é feito de forma a não haver troca de energia reactiva com a rede para otimizar o factor de potência.

É importante notar que se considerou um sistema de elevada potência cuja tensão da rede se mantém praticamente inalterada (rede de capacidade infinita) e onde o GIDA pode ser excitado completamente pelo  $C_{rotor}$  sendo desnecessária a existência de bancos de condensadores para a compensação. No caso de a turbina eólica estar inserida numa rede de baixa potência, pode revelar-se vantajosa a contribuição do conversor  $C_{rede}$  com um controlo

de potência reactiva para reduzir a amplitude das flutuações de tensão a que uma rede deste tipo está sujeita mesmo em condições normais.

Ainda em relação ao sistema de controlo há que fazer referência à regulação activa do passo das pás visto ser o método escolhido para limitar a potência gerada pela turbina eólica, quando esta se encontra exposta a ventos de velocidade superior à nominal.

Seguidamente, faz-se a descrição de cada um dos elementos que fazem parte do sistema de controlo de um gerador de indução duplamente alimentado.

### **3.1 *Máquina de indução trifásica***

#### **3.1.1 Constituição**

As máquinas de indução trifásicas de construção “normal” são constituídas por duas partes distintas: o estator e o rotor.

O estator (parte fixa da máquina) é constituído por uma carcaça que suporta um núcleo, em geral de chapas magnéticas empilhadas e isoladas umas das outras, munido de cavas onde é montado um conjunto de três enrolamentos (um por cada fase) dispostos simetricamente.

O rotor (parte móvel da máquina) é colocado no interior do estator, tendo para o efeito, a forma de um cilindro. Tal como o estator, o rotor é constituído por um núcleo magnético e três enrolamentos desfasados de  $120^\circ$ . Este núcleo magnético encontra-se apoiado sob o veio, normalmente em aço.

Os núcleos do estator e do rotor devem apresentar uma alta permeabilidade magnética para que seja criada uma intensa densidade de fluxo à custa de forças magnetomotrizes não muito elevadas.

Como o campo de indução magnética é variável no tempo, estes núcleos são sede de perdas magnéticas que podem ser de dois tipos: correntes de Foucault e histerese. Interessa assim utilizar um material com uma pequena área do ciclo de histerese e com resistência elevada.

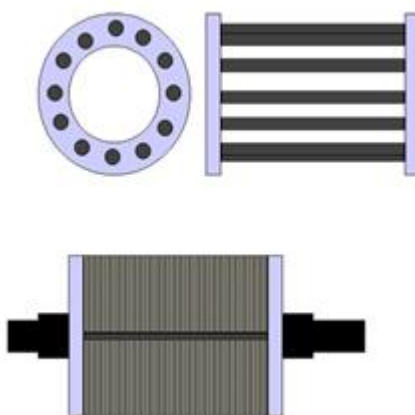
Importa ainda salientar que os enrolamentos do rotor podem apresentar dois tipos de construção: em gaiola de esquilo ou bobinado.

No rotor em gaiola de esquilo simples os condutores, de cobre ou alumínio, são colocados em cavas paralelamente ao veio da máquina mas enviesados de um determinado ângulo para anular a 3ª harmónica das correntes rotóricas. Estes condutores de baixa



resistência, para garantir um bom rendimento em funcionamento nominal, encontram-se curto-circuitados em cada extremidade por um anel condutor.

O conjunto do material condutor tem o aspecto de uma gaiola de esquilo (figura 3.3), donde deriva o nome dado a este tipo de rotor. Em certos tipos de rotores a gaiola é inteiramente moldada, constituindo o conjunto um dispositivo extraordinariamente robusto. Junto aos anéis dos topos podem ser encontradas alhetas para a ventilação que habitualmente fazem parte da peça rígida que constitui os condutores e os anéis que os curto-circuitam permanentemente não havendo necessidade de os isolar.



**Figura 3.3 – Esquema de um rotor em gaiola de esquilo simples.**

Estes motores (com rotor em gaiola simples) podem ter um binário de arranque de fraca intensidade. A corrente absorvida nesta situação é várias vezes superior à corrente nominal [9].

Com o propósito de aumentar do binário de arranque e diminuir o valor da corrente de arranque, esta construção pode ser complementada por uma gaiola exterior extra com uma resistência suficientemente elevada. Este tipo de construção denomina-se por rotor de gaiola dupla. Da mesma forma, existem também rotores de gaiola tripla.

Para o mesmo efeito também se pode optar pela utilização de barras de profundidade considerável no enrolamento do rotor (rotor de gaiola de barras profundas). Quer neste caso, quer no caso da utilização de gaiola dupla (ou tripla), o efeito pelicular regula automaticamente a resistência do rotor em função da velocidade.

Nos rotores bobinados os enrolamentos de material condutor são colocados em cavas e isolados (figura 3.4). São semelhantes aos enrolamentos do estator e encontram-se ligados em estrela ou em triângulo. Os três condutores de linha do enrolamento são ligados a anéis em cobre isolados e solidários com o rotor. A ligação ao exterior é obtida através de três escovas que fazem contacto com cada um destes anéis. Uma vez que o rotor se encontra em

movimento, estas escovas são elementos que estão sujeitos a algum desgaste, o que se traduz em custos de manutenção.

As máquinas assíncronas com rotor bobinado apresentam assim um grau de liberdade suplementar em relação às máquinas de rotor em gaiola. Este grau de liberdade é aproveitado, normalmente, para a melhoria das características de arranque destas máquinas [9].

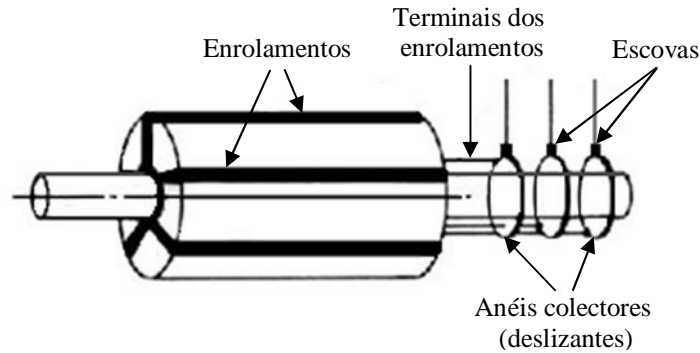


Figura 3.4 – Esquema de um rotor bobinado.

### 3.1.2 Produção do campo girante

Considere-se o estator de uma máquina de indução com um par de pólos (figura 3.5) cujas bobinas são percorridas por correntes trifásicas desfasadas entre si de  $120^\circ$  no tempo:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I \cos(\omega t) \\ i_b(t) &= I \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ i_c(t) &= I \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{aligned}$$

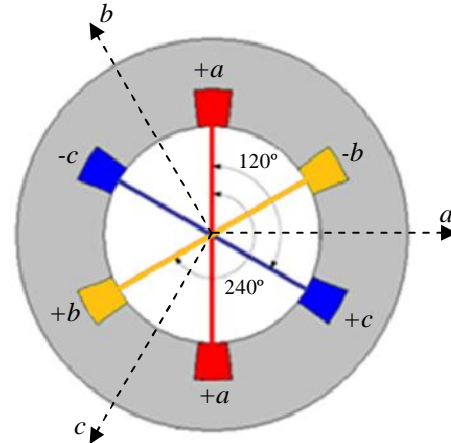


Figura 3.5 – Disposição das três bobinas no estator de uma máquina de indução com  $p=1$ .

De acordo com [10], se a corrente que circula na bobina for sinusoidal no tempo, o campo magnético por ela criado virá sinusoidal no espaço e no tempo:

$$H_m(\theta, t) = \frac{N \sin \theta}{\delta} i(t)$$

onde  $N$  é o número de condutores por quadrante eléctrico de uma fase e  $\delta$  a espessura do entreferro. Assim, cada fase irá contribuir com um campo pulsante que varia no tempo com uma amplitude que depende da posição,  $\theta$ .

$$\begin{aligned}
H_{m a}(\theta, t) &= \frac{N}{\delta} i_a(t) \sin(\theta) \\
H_{m b}(\theta, t) &= \frac{N}{\delta} i_b(t) \sin(\theta - 2\pi/3) \\
H_{m c}(\theta, t) &= \frac{N}{\delta} i_c(t) \sin(\theta + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{3.1}$$

O campo resultante no entreferro é a sobreposição das três componentes:

$$H_{m res}(\theta, t) = H_{m a}(\theta, t) + H_{m b}(\theta, t) + H_{m c}(\theta, t)$$

Substituindo as expressões das correntes trifásicas em (3.1) e fazendo a soma tem-se que:

$$H_{m res}(\theta, t) = \frac{N}{\delta} I [\sin(\theta) \cos(\omega t) + \sin(\theta - 2\pi/3) \cos(\omega t + 2\pi/3) + \sin(\theta + 2\pi/3) \cos(\omega t - 2\pi/3)]$$

Atendendo à regra trigonométrica  $\sin(A) \cos(B) = 1/2 [\sin(A + B) + \sin(A - B)]$ , tem-se:

$$H_{m res}(\theta, t) = \frac{N}{\delta} \frac{I}{2} [3 \sin(\omega t + \theta) + \sin(\omega t - \theta) + \sin(\omega t - \theta + 4\pi/3) + \sin(\omega t - \theta - 4\pi/3)]$$

Nesta expressão, as três últimas parcelas no parêntesis recto representam a soma de três sinusóides com a mesma amplitude mas desfasadas entre si de 120°. Sendo essa soma nula, o campo total é então dado por:

$$H_{m res}(\theta, t) = \frac{3}{2} \frac{N}{\delta} I \sin(\omega t + \theta)$$

De acordo com [11] a força magnetomotriz resultante,  $F_{m res}$ , associada a este campo girante é dada por:

$$F_{m res}(\theta, t) = H_{m T}(\theta, t) \delta = \frac{3}{2} N I \sin(\omega t + \theta)$$

Fazendo  $F_{max} = N I$  a equação anterior pode ser reescrita da seguinte forma:

$$F_{m res}(\theta, t) = \frac{3}{2} F_{max} \sin(\omega t + \theta)$$

Assim, o campo criado por um enrolamento trifásico percorrido por correntes trifásicas gera o chamado *campo girante*, de distribuição sinusoidal no espaço, com 3/2 da amplitude que seria criada apenas por uma bobina com corrente de igual amplitude. Este campo gira com velocidade angular  $\omega$  no sentido das bobinas de corrente mais adiantada para as de corrente mais atrasada, e o seu máximo espacial passa sob o eixo magnético de cada fase quando a corrente na mesma é máxima [10].

### 3.1.3 Princípio de funcionamento

O campo magnético girante está na base do princípio de funcionamento das máquinas de corrente alternada em geral, grupo onde se inclui máquina de indução ou assíncrona. O campo do estator vai passando pelo rotor, e dessa forma cada condutor deste sente um campo variável no tempo. Pela lei da indução, isso induz forças electromotrizes nos condutores do rotor que, estando curto-circuitados, permitem a circulação de correntes rotóricas [10]. Estas surgem, portanto, por indução, daí o nome de *máquina de indução*.

As tensões induzidas no rotor são desfasadas umas das outras, com atrasos temporais proporcionais às diferenças de posição geométrica dos condutores. Assim, surgem automaticamente correntes polifásicas no rotor.

Alimentando o estator com correntes de frequência  $\omega$ , o campo estatórico roda à mesma velocidade angular  $\omega$ , em relação ao estator. Se o rotor girar à velocidade  $\omega_r$  no sentido do campo girante, sente o campo passar por ele com a velocidade  $\omega - \omega_r$ . É a essa velocidade que se induzem as forças electromotrizes no rotor, pelo que as correntes do rotor têm frequência angular  $\omega_r' = \omega - \omega_r$  [10]. As bobinas do rotor, tendo correntes de frequência  $\omega_r'$ , criam um campo rotórico que gira, em relação a elas, à velocidade angular  $\omega_r'$ . Como essas bobinas, fixas ao rotor, giram com ele à velocidade  $\omega_r$  em relação ao estator, a velocidade do campo do rotor em relação ao estator é  $\omega_r + \omega_r' = \omega$ , ou seja, é síncrono com o do estator.

Assim, como o campo rotórico não está fixo em relação ao rotor, e este não roda à velocidade de sincronismo, os dois campos “escorregam” sobre ele - daí a outra designação de *máquina assíncrona*. A diferença de velocidade existente entre a velocidade síncrona do campo magnético girante e a velocidade de rotação do rotor denomina-se escorregamento ( $s$ ) e é dado por:

$$s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega}$$

Se o rotor rodar à velocidade de sincronismo,  $\omega_r = \omega$ , vê o campo girante imóvel. Então não sente variações de campo magnético,  $\omega_r' = 0$ , e não há indução de correntes nos seus condutores. Não havendo correntes no rotor, não haverá campo devido ao rotor, e deixa de haver interacção estator-rotor.

### 3.1.4 Funcionamento como gerador assíncrono

Aplicando no veio de uma máquina assíncrona desligada do exterior um binário suficiente para que esta comece a rodar, verifica-se que a tensão aos seus terminais é um valor residual, praticamente nulo, que corresponde ao valor do fluxo remanescente no rotor da máquina. Este facto deve-se à concentração das funções de excitação e de trânsito de potência activa apenas nos enrolamentos do estator.

Ligando a máquina à rede e em vazio mecânico, o seu regime de funcionamento será como motor com pequeno escorregamento positivo, ou seja, a velocidade do rotor será muito próxima do sincronismo mas ligeiramente inferior. Se, por outro lado, se aplicar um binário no sentido da rotação o conjunto acelera e, ultrapassada a velocidade de sincronismo, a máquina passa a funcionar como gerador fornecendo energia à rede.

Contudo, para a sua magnetização, a máquina assíncrona precisa que a rede lhe forneça a energia reactiva necessária. A associação da máquina assíncrona a um banco de condensadores é uma solução que permite o funcionamento sobre uma carga isolada. O sistema resultante autoexcita-se se, nessas condições, se desenvolver uma instabilidade donde resultará uma tensão alternada de amplitude crescente aos terminais da máquina. Nesta configuração para a estabilização é determinante a saturação do circuito magnético da máquina, representando os condensadores, ao fornecerem energia reactiva, o sistema de excitação [12].

### 3.1.5 Modelo dinâmico nos referenciais $abc$ , $\alpha\beta$ e $dq$

O modelo de um circuito indutivo trifásico equilibrado com acoplamento entre fases, como é o caso do estator e do rotor da máquina assíncrona, pode ser representado pelo seguinte sistema de equações diferenciais, escrito na forma matricial [13]:

$$[u_{abc}] = R[i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\psi_{abc}] \quad (3.2)$$

onde  $[u]$ ,  $[i]$  e  $[\psi]$  são matrizes 3x1 que representam, respectivamente, os vectores de tensões, correntes e fluxos ligados por fase. Admite-se que as resistências são iguais por fase,  $R$ , não existindo resistências de acoplamento. Por outro lado, tem-se que:

$$[\psi_{abc}] = [L][i_{abc}]$$

onde a matriz  $[L]$  engloba as indutâncias próprias ( $L_l$ ) e mútuas (em módulo,  $L_m$ ):

$$[L] = \begin{bmatrix} L_l & -L_m & -L_m \\ -L_m & L_l & -L_m \\ -L_m & -L_m & L_l \end{bmatrix}$$

Assim, a equação (3.2) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$[u_{abc}] = R[i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] \quad (3.3)$$

A transformação de Clarke permite obter equações desacopladas no sistema de coordenadas  $\alpha\beta 0$  ao contrário do que acontece em (3.3) da seguinte forma:

$$[u_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1} R[C] [i_{\alpha\beta 0}] + [C]^{-1} [L] [C] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}]$$

onde  $[C]$  é a matriz de Clarke não desprezando a componente homopolar e fazendo o eixo  $\alpha$  coincidente com a fase  $a$ :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Sendo esta transformação unitária, tem-se que:

$$[u_{\alpha\beta 0}] = R[i_{\alpha\beta 0}] + [L'] \frac{d}{dt} [i_{\alpha\beta 0}] \quad (3.4)$$

vindo:

$$[L'] = [C][L][C]^{-1} = \begin{bmatrix} L_l + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_l + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_l - 2L_m \end{bmatrix}$$

Uma vez que o resultado da soma das três correntes é nula (por se considerar que a máquina é equilibrada e não tem neutro) pode-se ignorar a componente homopolar (visto ser igualmente nula) e usar apenas as componentes  $\alpha\beta$ .

Considere-se agora a seguinte notação complexa onde se fazem coincidir os eixos real e imaginário com os eixos  $\alpha$  e  $\beta$ , respectivamente, ou seja,  $\bar{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + j x_\beta$ . A transformação directa de grandezas em coordenadas reais  $abc$  para  $\alpha\beta$  na notação vectorial é feita da seguinte forma:

$$\bar{x}_{\alpha\beta} = k (x_a + \alpha x_b + \alpha^2 x_c), \quad \text{com } \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\sqrt{\frac{3}{2}}$$

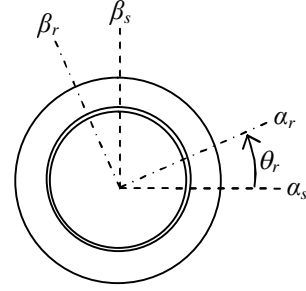
onde, mais uma vez, o valor do escalar  $k$  depende da convenção utilizada ( $\sqrt{2/3}$  se se considerar a invariância da potência).

Aplicando a transformação atrás descrita à equação 3.4 tem-se:

$$\bar{u}_{\alpha\beta} = R \bar{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta} \quad (3.5)$$

Assim, particularizando a equação (3.5) para os circuitos estatórico e rotórico de uma máquina assíncrona com rotor bobinado tem-se, respectivamente:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{\alpha\beta s} &= R_s \bar{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta s} \\ \bar{u}_{\alpha\beta r} &= R_r \bar{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta r} \\ \bar{\psi}_{\alpha\beta s} &= (L_{ls} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta s} + L_m e^{j\theta_r} \bar{i}_{\alpha\beta r} \\ \bar{\psi}_{\alpha\beta r} &= (L_{lr} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta r} + L_m e^{-j\theta_r} \bar{i}_{\alpha\beta s} \end{aligned}$$



**Figura 3.6 – Posição relativa dos referenciais  $\alpha\beta s$  e  $\alpha\beta r$ .**

onde  $R_s$  e  $R_r$  representam respectivamente as resistências nos enrolamentos do estator e do rotor;  $L_{ls}$  e  $L_{lr}$  representam as indutâncias próprias das bobinas do estator e do rotor, respectivamente; e  $\theta_r$  exprime o ângulo de rotação do referencial do rotor. Na figura 3.6 pode observar-se a posição relativa dos referenciais  $\alpha\beta$  do estator e do rotor.

Procedendo à transformação das grandezas no rotor para o referencial  $\alpha\beta$  do estator, ou seja,  $\bar{x}_{\alpha\beta r} = \bar{x}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r}$ , tem-se:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{\alpha\beta s} &= R_s \bar{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta s} \\ \bar{u}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r} &= R_r \bar{i}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r} + \frac{d}{dt} (\bar{\psi}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r}) \Leftrightarrow \bar{u}_{\alpha\beta r} = R_r \bar{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{\alpha\beta r} - j \bar{\psi}_{\alpha\beta r} \frac{d}{dt} \theta_r \end{aligned}$$

onde

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_{\alpha\beta s} &= (L_{ls} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta s} + L_m e^{j\theta_r} e^{-j\theta_r} \bar{i}_{\alpha\beta r} \Leftrightarrow \bar{\psi}_{\alpha\beta s} = (L_{ls} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta s} + L_m \bar{i}_{\alpha\beta r} \\ \bar{\psi}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r} &= (L_{lr} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r} + L_m e^{-j\theta_r} \bar{i}_{\alpha\beta s} \Leftrightarrow \bar{\psi}_{\alpha\beta r} = (L_{lr} + L_m) \bar{i}_{\alpha\beta r} + L_m \bar{i}_{\alpha\beta s} \end{aligned}$$

Em notação escalar, vem:

$$\begin{aligned} u_{\alpha s} + j u_{\beta s} &= R_s i_{\alpha s} + j R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} (\psi_{\alpha s} + j \psi_{\beta s}) \\ u_{\alpha r} + j u_{\beta r} &= R_r i_{\alpha r} + j R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} (\psi_{\alpha r} + j \psi_{\beta r}) + j \theta_r (\psi_{\alpha r} + j \psi_{\beta r}) \end{aligned}$$

Separando nas componentes directa e quadratura, tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned}
 u_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha s} \\
 u_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta s} \\
 u_{\alpha r} &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \psi_{\alpha r} - \psi_{\beta r} \frac{d}{dt} \theta_r \\
 u_{\beta r} &= R_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \psi_{\beta r} + \psi_{\alpha r} \frac{d}{dt} \theta_r
 \end{aligned}
 \quad \text{onde} \quad
 \begin{aligned}
 \psi_{\alpha s} &= (L_{ls} + L_m) i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\
 \psi_{\beta s} &= (L_{ls} + L_m) i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\
 \psi_{\alpha r} &= (L_{lr} + L_m) i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\
 \psi_{\beta r} &= (L_{lr} + L_m) i_{\beta r} + L_m i_{\beta s}
 \end{aligned}$$

Para se passar para um sistema de coordenadas  $dq$  (móvel) que roda à velocidade de sincronismo é necessário realizar a seguinte transformação a partir da equação (3.5):

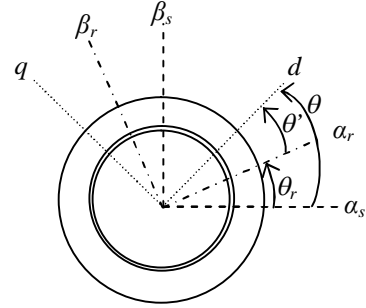
$$\bar{u}_{dq} e^{j\theta} = R \bar{i}_{dq} e^{j\theta} + \frac{d}{dt} (\bar{\psi}_{dq} e^{j\theta}) \quad (3.6)$$

onde  $\theta$  é o ângulo de rotação do referencial  $dq$  que varia ao longo do tempo. Desenvolvendo (3.6) tem-se:

$$\bar{u}_{dq} = R \bar{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dq} + j \bar{\psi}_{dq} \frac{d}{dt} \theta$$

Individualizando para os circuitos estatórico e rotórico da máquina tem-se:

$$\begin{aligned}
 \bar{u}_{dqs} &= R \bar{i}_{dqs} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqs} + j \bar{\psi}_{dqs} \frac{d}{dt} \theta \\
 \bar{u}_{dqr} &= R \bar{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{dqr} + j \bar{\psi}_{dqr} \frac{d}{dt} \theta' \\
 \bar{\psi}_{dqs} &= (L_{ls} + L_m) \bar{i}_{dqs} + L_m \bar{i}_{dqr} \\
 \bar{\psi}_{dqr} &= (L_{lr} + L_m) \bar{i}_{dqr} + L_m \bar{i}_{dqs} \\
 \theta' &= \theta - \theta_r
 \end{aligned}$$



**Figura 3.7 – Posição relativa dos referenciais  $\alpha\beta_s$ ,  $\alpha\beta_r$  e  $dq$ .**

Na figura 3.7 tem-se a representação do referencial  $dq$  girante juntamente com os referenciais  $\alpha\beta$  do estator e do rotor. Passando as equações anteriores para notação escalar fica:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} + j u_{qs} &= R_s i_{ds} + j R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} (\psi_{ds} + j \psi_{qs}) + j \theta (\psi_{ds} + j \psi_{qs}) \\
 u_{dr} + j u_{qr} &= R_r i_{dr} + j R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} (\psi_{dr} + j \psi_{qr}) + j \theta' (\psi_{dr} + j \psi_{qr})
 \end{aligned}$$



Separando nas componentes directa e quadratura, tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \psi_{qs} \frac{d}{dt} \theta \\
 u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \psi_{ds} \frac{d}{dt} \theta \\
 u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \psi_{qr} \frac{d}{dt} \theta' \\
 u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \psi_{dr} \frac{d}{dt} \theta'
 \end{aligned}
 \quad \text{onde} \quad
 \begin{aligned}
 \psi_{ds} &= (L_{ls} + L_m) i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \psi_{qs} &= (L_{ls} + L_m) i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \psi_{dr} &= (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \psi_{qr} &= (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs}
 \end{aligned}
 \quad (3.7)$$

Uma vez que:

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega$$

$$\frac{d}{dt} \theta' = \frac{d}{dt} (\theta - \theta_r) = \frac{d}{dt} \theta - \frac{d}{dt} \theta_r = \omega - \omega_r$$

As equações (3.7) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \psi_{qs} \omega \\
 u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \psi_{ds} \omega \\
 u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \psi_{qr} (\omega - \omega_r) \\
 u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \psi_{dr} (\omega - \omega_r)
 \end{aligned}
 \quad (3.8)$$

Os esquemas representados nas figuras 3.8 e 3.9 traduzem o conjunto de equações (3.8) que faz parte do modelo dinâmico da máquina de indução trifásica no referencial  $dq$ .

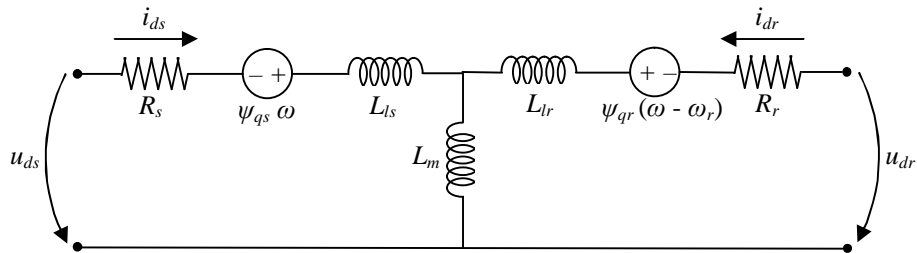


Figura 3.8 – Circuito equivalente do modelo dinâmico relativo às tensões no eixo directo ( $u_{ds}$  e  $u_{dr}$ ).

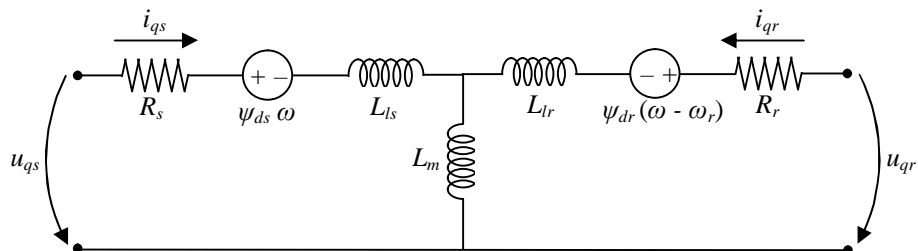


Figura 3.9 – Circuito equivalente do modelo dinâmico relativo às tensões no eixo em quadratura ( $u_{qs}$  e  $u_{qr}$ ).

Do modelo dinâmico da máquina de indução trifásica faz ainda parte a equação do binário electromagnético (exercido entre o estator e o rotor, deslocados entre si do ângulo  $\theta_r$ ) que, de acordo com [13], é dado por:

$$T_e = \frac{\partial}{\partial \theta_r} W_m \quad (3.9)$$

onde  $W_m$  representa a co-energia magnética do sistema que, atendendo à hipótese de linearidade magnética, vem igual à energia magnética, ou seja:

$$W_m = \frac{1}{2} [i]^T [\psi] \quad (3.10)$$

Substituindo (3.10) em (3.9) vem,

$$T_e = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\psi] = \frac{1}{2} [i_{abc s}]^T [i_{abc r}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [\psi_{abc s}] \\ [\psi_{abc r}] \end{bmatrix}$$

No referencial  $\alpha\beta$  tem-se a seguinte expressão equivalente:

$$T_e = \frac{1}{2} [i_{\alpha\beta s}]^T [i_{\alpha\beta r}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [\psi_{\alpha\beta s}] \\ [\psi_{\alpha\beta r}] \end{bmatrix}$$

Passando para notação complexa, tem-se que:

$$T_e = \frac{1}{2} [\bar{i}_{\alpha\beta s} \bar{i}_{\alpha\beta r}]^* \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} \bar{\psi}_{\alpha\beta s} \\ \bar{\psi}_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Desenvolvendo (3.11) e procedendo à transformação das grandezas no rotor para o referencial  $\alpha\beta$  do estator, vem:

$$T_e = \frac{1}{2} \left( \bar{i}_{\alpha\beta s}^* \frac{\partial}{\partial \theta_r} (L_m e^{j\theta_r}) \bar{i}_{\alpha\beta r} e^{-j\theta_r} + \bar{i}_{\alpha\beta r}^* e^{j\theta_r} \frac{\partial}{\partial \theta_r} (L_m e^{-j\theta_r}) \bar{i}_{\alpha\beta s} \right) = j \frac{L_m}{2} (\bar{i}_{\alpha\beta s}^* \bar{i}_{\alpha\beta r} - \bar{i}_{\alpha\beta s} \bar{i}_{\alpha\beta r}^*)$$

Uma vez que  $\bar{i}_{\alpha\beta s}^* \bar{i}_{\alpha\beta r} = (\bar{i}_{\alpha\beta s} \bar{i}_{\alpha\beta r}^*)^*$  a expressão anterior pode ser simplificada em:

$$T_e = L_m \text{Im} \{ \bar{i}_{\alpha\beta s} \bar{i}_{\alpha\beta r}^* \}$$

Passando para notação escalar fica:

$$T_e = L_m \text{Im} \{ (i_{\alpha s} + j i_{\beta s})(i_{\alpha r} - j i_{\beta r}) \} = L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r})$$

Analogamente, no referencial  $dq$  a rodar à velocidade de sincronismo, tem-se a seguinte expressão para o binário eléctrico:

$$T_e = L_m (i_{q s} i_{d r} - i_{d s} i_{q r})$$

O binário eléctrico no mesmo referencial também pode ser expresso pela seguinte equação equivalente:

$$T_e = \psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr} \quad (3.12)$$

### 3.1.6 Característica mecânica

A mudança na velocidade do gerador resultante da diferença entre os binários mecânico e electromagnético pode ser determinada a partir da equação de Newton do movimento de rotação [7]:

$$J \frac{d \omega_r}{dt} = T_m - T_e \quad (3.13)$$

onde  $T_m$  (N.m) é o binário mecânico aplicado no veio do rotor,  $T_e$  (N.m) o binário electromagnético gerado e  $J$  (kg.m<sup>2</sup>) o momento de inércia combinado do conjunto do rotor (turbina e gerador). Multiplicando ambos os lados da equação 3.13 por  $\omega_r$  tem-se:

$$J \omega_r \frac{d \omega_r}{dt} = T_m \omega_r - T_e \omega_r \Rightarrow J \omega_r \frac{d \omega_r}{dt} = P_{mec} - P_{elec} \quad (3.14)$$

onde  $P_{mec}$  é a potência mecânica e  $P_{elec}$  a potência eléctrica gerada.

O momento inércia do rotor é dado pelo fabricante da turbina eólica ou então pode ser estimado a partir do peso total do rotor,  $M_r$ , e do seu raio,  $R$  (assumindo que o peso se encontra distribuído uniformemente ao longo do comprimento das pás) [3].

$$J \approx \frac{1}{2} M_r R^2$$

A equação 3.14 também pode ser escrita em função da constante de inércia  $H$  (s) que é dada pela razão entre a energia cinética armazenada à velocidade de sincronismo,  $W_c$ , e a potência nominal da máquina,  $S_{nom}$  [7]:

$$H = \frac{W_c}{S_{nom}} = \frac{\frac{1}{2} J \omega^2}{S_{nom}}$$

Assim, tem-se:

$$J = \frac{2H}{\omega^2} S_{nom}$$

Substituindo em 3.14 e atendendo a que as potências  $P_{mec}$  e  $P_{elec}$  quando divididas por  $S_{nom}$  os seus valores vêm dados em p.u., fica

$$\frac{2H}{\omega^2} \omega_r \frac{d \omega_r}{dt} = P_{mec} - P_{elec} \quad (3.15)$$

Considerando também a potência  $P_F$ , correspondente ao binário de amortecimento devido ao atrito,  $T_D$ , o qual varia linearmente com a velocidade de rotação, ou seja:

$$P_F = \omega_r T_D = D \omega_r^2$$

A equação 3.15 fica,

$$\frac{2H}{\omega^2} \omega_r \frac{d\omega_r}{dt} = P_{mec} - P_{elec} - P_F \Rightarrow \frac{2H}{\omega^2} \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - T_e - D\omega_r \quad (3.16)$$

onde o coeficiente de amortecimento  $D$ , as velocidades angulares e os binários são dados em p.u.

As equações das tensões no estator e no rotor (3.8) em conjunto com a equação (3.12) formam o modelo de quinta ordem da máquina de indução trifásica.

### 3.2 Conversores de potência trifásicos em ponte

Estes conversores de potência são implementados com dispositivos comutáveis (neste caso IGBTs como ilustrado na figura 3.10) para permitir a elaboração autónoma das tensões AC independentemente da evolução de estado dos circuitos, resistivos ou indutivos, aí existentes [13].

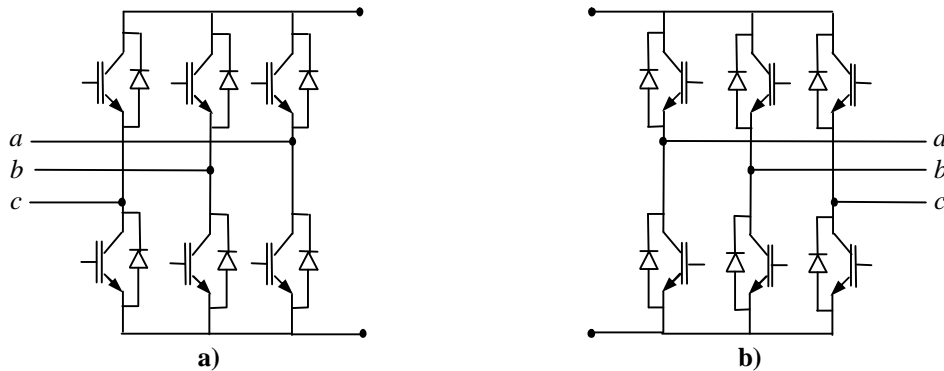


Figura 3.10 – Conversores de potência trifásicos em ponte: a) do lado do rotor; b) do lado da rede.

O comando destes conversores controlados por tensão deve ser feito de tal forma que apenas um dos transístores em cada braço esteja a conduzir, evitando o curto-circuito. Com o mínimo de seis manobras por período é possível gerar um sistema trifásico de tensões AC rectangulares. Uma vez que a montante do conversor do lado do rotor e a jusante do conversor do lado da rede tem-se um circuito indutivo, para ambos os casos visa-se a obtenção de correntes praticamente sinusoidais a partir do referido sistema de tensões.

As técnicas de modulação por largura de pulso<sup>16</sup> consistem no estabelecimento de uma maior quantidade de comutações, numa sequência tal que gere tensões convertidas. Estas tensões possuem apenas a componente fundamental e harmónicas de ordem elevada que serão filtradas pelas auto-induções presentes no circuito indutivo atrás mencionado. Estas técnicas podem ser distinguidas em duas classes: padrão global pré-calculado e modelação por sub-harmónica [13]. Uma vez que a técnica PWM adoptada foi a segunda, não se descreverá a técnica de padrão global pré-calculado.

Na modelação por sub-harmónica (figura 3.11) a configuração do conversor é decidida a cada instante pela intersecção de sinais (modulantes) com amplitude e frequência imposta com outros de frequência mais elevada com forma triangular (portadoras). O gerador PWM utilizado realiza uma modulação sinusoidal decidindo qual o dispositivo a fechar e a abrir num dado braço do ondulator, pela comparação entre a portadora e a modulante da respectiva fase. Os IGBTs são colocados em condução ou ao corte mediante a aplicação de pulsos nas suas portas.

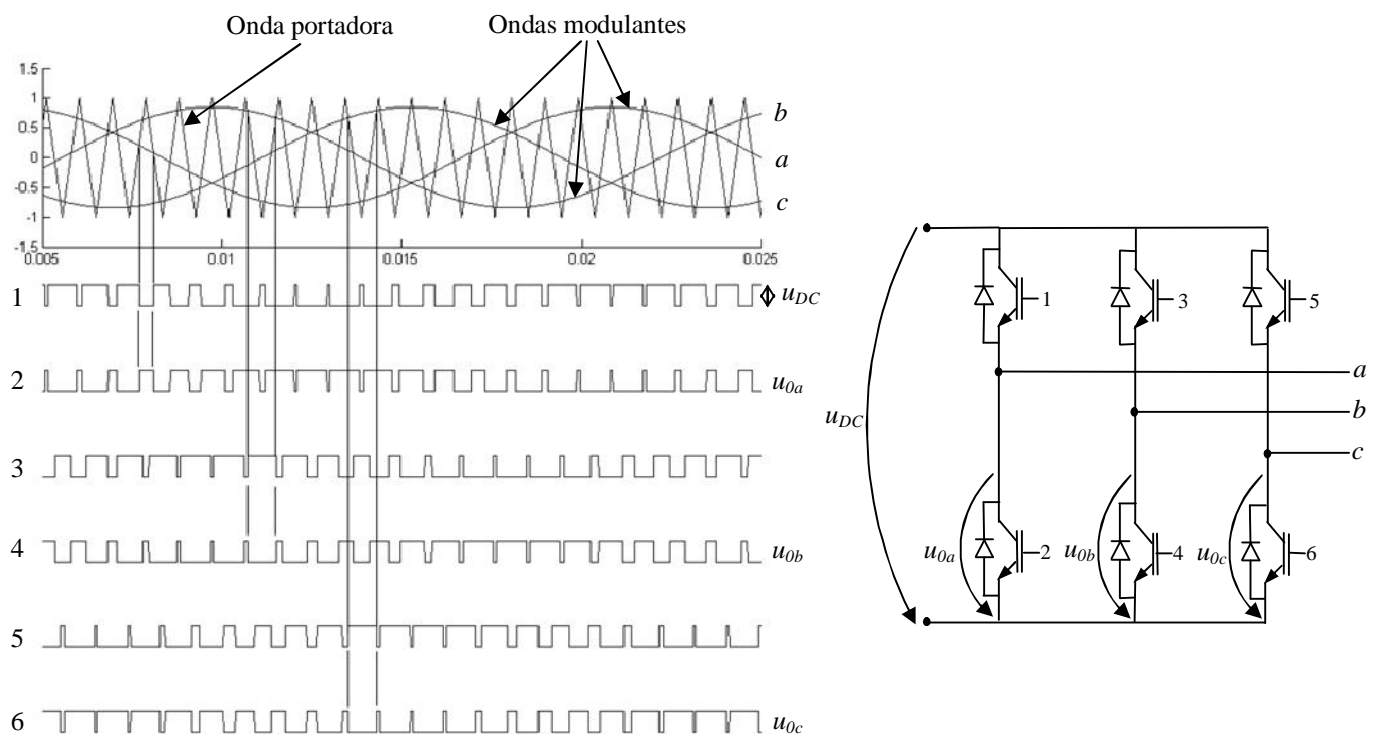


Figura 3.11 – Exemplo de uma modulação PWM por sub-harmónica aplicada a uma ponte trifásica de IGBTs.

<sup>16</sup> Do termo em inglês Pulse Width Modulation (PWM).

As tensões compostas à saída do inversor são dadas por:

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{0a} - u_{0b} \\ u_{bc} = u_{0b} - u_{0c} \\ u_{ca} = u_{0c} - u_{0a} \end{cases} \quad (3.17)$$

Tem-se ainda que:

$$\begin{cases} u_a + u_b + u_c = 0 \\ u_{ab} = u_a - u_b \\ u_{bc} = u_b - u_c \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} u_a = \frac{2}{3}u_{ab} + \frac{1}{3}u_{bc} \\ u_b = \frac{2}{3}u_{bc} + \frac{1}{3}u_{ca} \\ u_c = \frac{2}{3}u_{ca} + \frac{1}{3}u_{ab} \end{cases} \quad (3.18)$$

Relacionando os conjuntos de equações 3.17 e 3.18, pode-se concluir que a forma de onda das tensões simples à saída do inversor terá um aspecto semelhante ao representado na figura 3.12.



Figura 3.12 – Forma de onda das tensões simples à saída do inversor.

Admitindo uma tensão DC e uma modulação PWM ideais (frequência de modulação infinita), pode-se relacionar o valor eficaz da harmónica fundamental da tensão composta AC à saída dos conversores,  $|u_{AC}|$ , com a tensão DC da seguinte forma [14]:

$$|u_{AC}| = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} u_{DC} m \quad (3.19)$$

O índice de modulação,  $m$ , é usado para controlar a amplitude da harmónica fundamental da tensão composta de saída da ponte. Para que a equação (3.19) seja válida é necessário garantir que o índice  $m$  está compreendido entre 0 e 1. Para valores superiores a 1 o conversor começa a saturar e o nível de harmónicas de pequena ordem começa aumentar [14].

A forma de onda da tensão composta à saída do conversor está representada na figura 3.13 em conjunto com a harmónica fundamental.

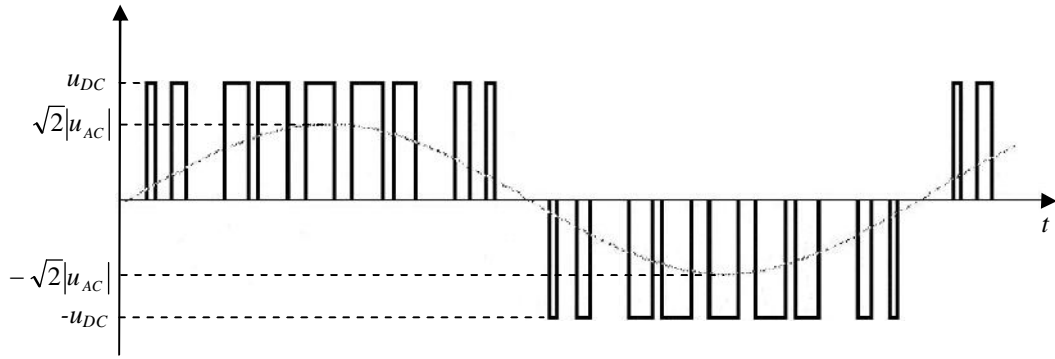


Figura 3.13 – Forma de onda da tensão composta à saída do conversor com representação da harmónica fundamental (adaptado de [13]).

### 3.3 Ligação DC

A ligação DC entre os dois conversores consiste apenas num condensador em paralelo (figura 3.14) cuja função é alisar a tensão.

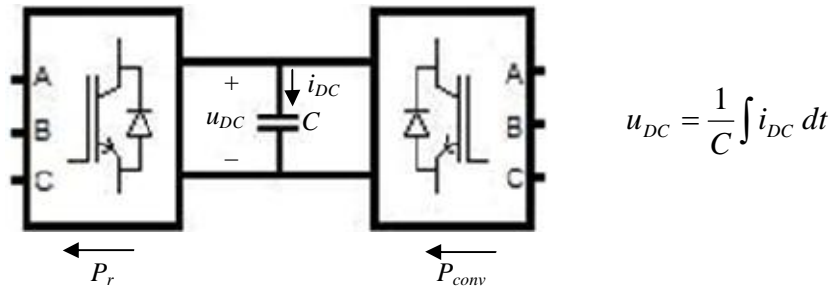


Figura 3.14 – Ligação DC.

A energia armazenada no condensador,  $W_{DC}$ , depende da potência proveniente da rede através do conversor de frequência,  $P_{conv}$ , e da potência entregue ao circuito rotórico,  $P_r$ , de acordo com a expressão [15]:

$$W_{DC} = \frac{1}{2} C u_{DC}^2 = \int_0^{\tau} (P_{conv} - P_r) dt$$

onde  $\tau$  é o tempo de armazenamento do condensador.

O condensador escolhido deve ter um tempo de armazenamento,  $\tau$ , aproximadamente igual a  $1/4$  de ciclo à frequência nominal, ou seja:

$$C = \frac{2(P_{conv} - P_r)\tau}{u_{DC}^2}, \quad \tau = \frac{1}{4f_{nom}}$$

### 3.4 Bobinas de alisamento

As bobinas de alisamento são representadas por um circuito trifásico  $RL$  série que liga o conversor à rede (figura 3.15).

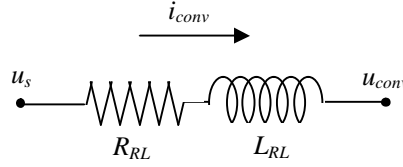


Figura 3.15 – Circuito  $RL$  série.

A sua função é alisar as correntes que saem do conversor do lado da rede para que estas possam ser injectadas na rede. O dimensionamento do coeficiente de auto-indução destas bobinas,  $L_{RL}$ , para o funcionamento com modulação de largura de pulso, é feito de forma a obter uma ondulação da corrente inferior a um determinado valor de acordo com [16]:

$$L_{RL} = L_{\min} = \frac{U_{DC}}{6 f_{PWM} \Delta i_L}$$

onde  $U_{DC}$  é a tensão na ligação DC,  $f_{PWM}$  a frequência de comutação dos transístores e  $\Delta i_L$  a ondulação máxima da corrente admitida.

Uma bobina com esta dimensão tem perdas por efeito de Joule que não podem ser desprezadas daí o seu modelo apresentar uma resistência em série,  $R_{RL}$ . O valor dessa resistência foi escolhido de forma a obter uma constante de tempo  $\tau = L_{RL} / R_{RL}$  na ordem das décimas de segundo.

No referencial girante  $dq$  a queda de tensão neste circuito indutivo é descrito pelas equações:

$$\begin{aligned} u_{ds} - u_{dconv} &= R_{RL} i_{dconv} - \omega L_{RL} i_{qconv} + L_{RL} \frac{d}{dt} i_{dconv} \\ u_{qs} - u_{qconv} &= R_{RL} i_{qconv} + \omega L_{RL} i_{dconv} + L_{RL} \frac{d}{dt} i_{qconv} \end{aligned}$$

### 3.5 Modelo da turbina eólica

De acordo com [17], a potência mecânica de saída da turbina eólica é dada pela equação:

$$P_{mec} = \frac{\rho}{2} C_p(\lambda, \beta) A v^3 \quad (3.20)$$



onde  $C_p$  é o coeficiente de potência,  $\rho$  a densidade do ar,  $A$  a área varrida pelas pás da turbina e  $v$  a velocidade do vento. O coeficiente de potência depende por sua vez do ângulo de passo das pás,  $\beta$ , e da velocidade específica na ponta da pá,  $\lambda = \omega_r R / v$ , onde  $R$  é o raio das pás e  $\omega_r$  a velocidade de rotação do rotor [17]:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,5176 \left( \frac{116}{\lambda_i} - 0,4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0,0068\lambda \quad (3.21)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (3.22)$$

Para  $\beta = 0$ , tem-se que  $C_p$  é máximo ( $C_p = 0,48$ ) quando  $\lambda = 8,1$ . Estes valores particulares de  $\lambda$  e  $C_p$  correspondem aos respectivos valores nominais.

## 4. Implementação em Matlab/Simulink®

Este capítulo descreve a implementação em Matlab/Simulink® de dois modelos, um fasorial e outro detalhado, de um gerador de indução duplamente alimentado numa turbina eólica ligada a uma rede de elevada potência, bem como de todo o sistema de controlo associado.

### 4.1 Modelo fasorial de um GIDA numa turbina eólica

Este modelo é mais adequado para simular oscilações electromecânicas de baixa frequência por períodos de tempo relativamente longos (dezenas de segundos). No método de simulação fasorial, as tensões e correntes sinusoidais são substituídas por fasores (números complexos) à frequência nominal do sistema ( $f_{nom} = 50$  Hz). Na figura 4.1 encontra-se representado o modelo fasorial, cujos blocos constituintes serão de seguida detalhados.

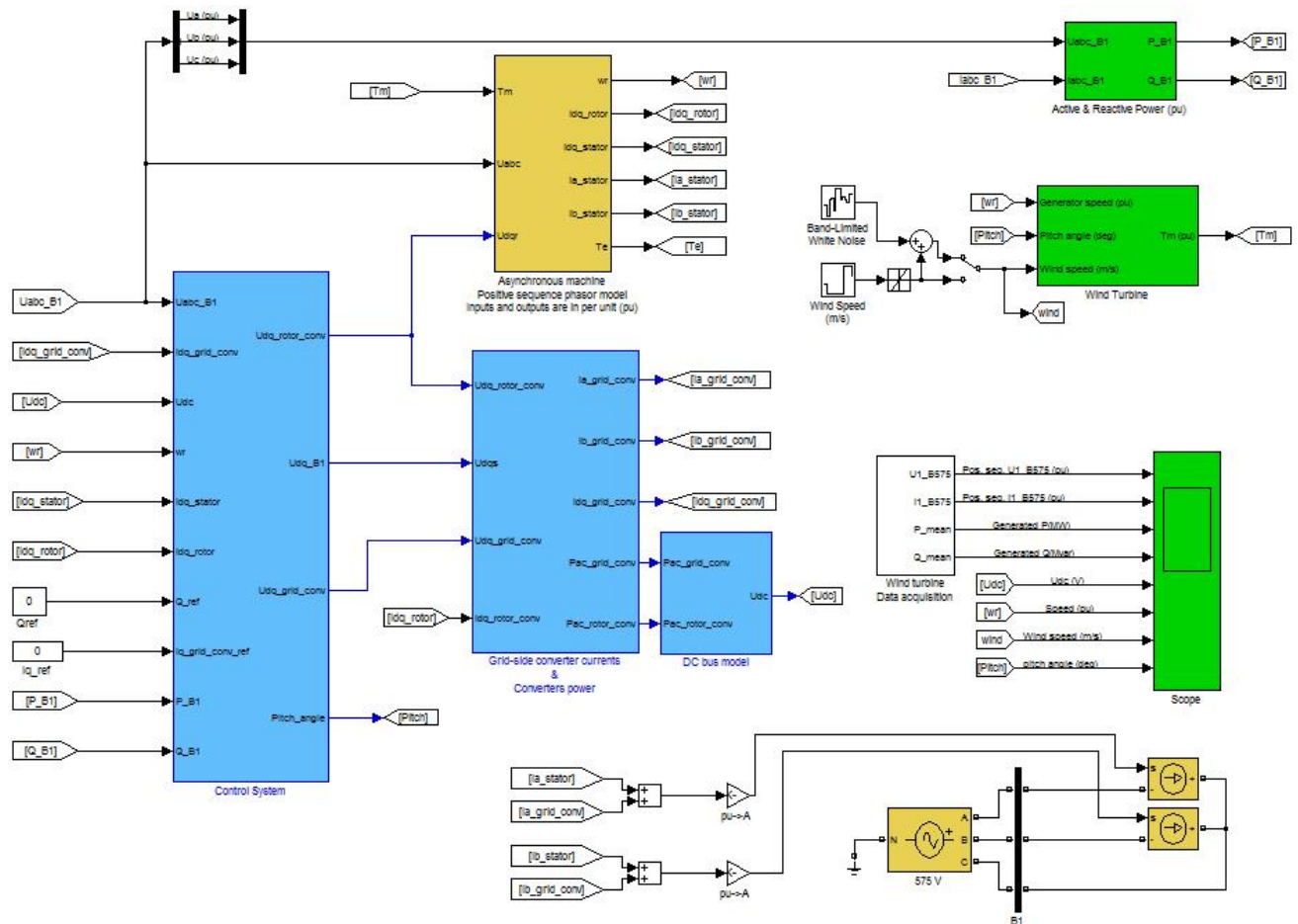


Figura 4.1 – Implementação do modelo fasorial de um GIDA numa turbina eólica ligada à rede.

### 4.1.1 Máquina de indução trifásica

A máquina de indução com rotor bobinado utilizada em ambos os modelos tem as seguintes características:

<b>Potência mecânica (<math>P_{mec}</math>)</b>		1,5 MW
<b>Estator</b>	<b>Resistência (<math>R_s</math>)</b>	0,00706 p.u.
	<b>Indutância (<math>L_{ls}</math>)</b>	0,171 p.u.
<b>Rotor</b>	<b>Resistência (<math>R_r</math>)</b>	0,005 p.u.
	<b>Indutância (<math>L_{lr}</math>)</b>	0,156 p.u.
<b>Indutância mútua (<math>L_m</math>)</b>		2,9 p.u.
<b>Constante de inércia (<math>H</math>)</b>		5,04 s
<b>Coefficiente de amortecimento (<math>D</math>)</b>		0,01 p.u.
<b>Número de pares de pólos (<math>p</math>)</b>		3

Tabela 4.1 – Características da máquina de indução.

A potência nominal aparente,  $S_{nom}$ , corresponde à potência mecânica do gerador considerando um factor de potência da rede de 0,9, ou seja,  $S_{nom} = P_{mec}/0,9$ . A tensão nominal é igual ao valor eficaz da tensão composta da rede,  $U_{nom} = 575$  V. Note-se ainda que, estando a ser usados valores em p.u., o coeficiente de indução mútua é numericamente igual ao coeficiente de indução principal do estator.

A implementação da dinâmica de funcionamento da máquina de indução trifásica foi separada em duas partes distintas, a eléctrica e a mecânica, representadas na figura 4.2.

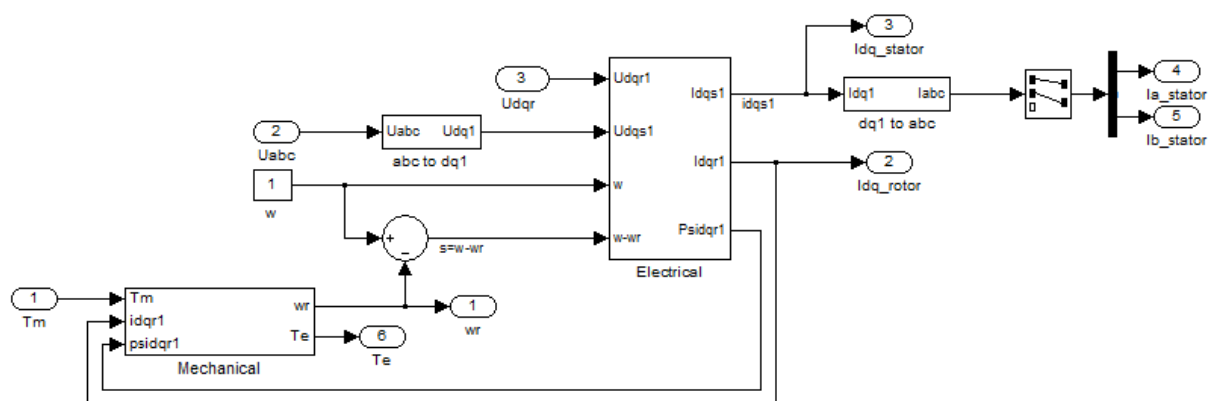


Figura 4.2 – Implementação do modelo da máquina de indução trifásica.

De forma a tornar a estabilidade e o amortecimento do sistema independentes da corrente no rotor, optou-se por orientar o eixo directo do referencial  $dq$  com a tensão da rede<sup>17</sup>

<sup>17</sup> Do termo em inglês “grid-flux orientation”

e não com o fluxo no estator<sup>18</sup>. De acordo com [18], num sistema orientado com o fluxo da rede é possível magnetizar o gerador inteiramente a partir do circuito rotórico sem reduzir o amortecimento do sistema.

Assim, no modelo fasorial, a referida mudança de referencial foi feita aplicando o método das componentes simétricas da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \Rightarrow u_1 = \frac{1}{3} (u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c)$$

Em notação complexa, as partes real e imaginária da componente directa da tensão na rede,  $u_1$ , correspondem, respectivamente, à componente directa e em quadratura da tensão no estator da máquina.

As equações da característica eléctrica da máquina assíncrona utilizadas para construir o modelo em Matlab/Simulink® encontram-se no sistema p.u. e são as seguintes:

$$\begin{aligned} u_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_{nom}} \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \frac{\omega}{\omega_{nom}} \psi_{qs} \\ u_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_{nom}} \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \frac{\omega}{\omega_{nom}} \psi_{ds} \\ u_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_{nom}} \frac{d}{dt} \psi_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} \psi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_{nom}} \frac{d}{dt} \psi_{qr} + \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} \psi_{dr} \end{aligned}$$

onde  $\omega_{nom} = 2\pi f_{nom}$ . Uma vez que o estator da máquina está ligado directamente à rede tem-se  $\omega = \omega_{nom}$ .

A partir das equações dos fluxos ligados (3.7) é possível obter as expressões que permitem determinar as componentes directa e em quadratura das correntes no estator e no rotor:

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_{ls}L_{lr} + L_m(L_{ls} + L_{lr})} [(L_{lr} + L_m)\psi_{ds} - L_m\psi_{dr}] \\ i_{qs} = \frac{1}{L_{ls}L_{lr} + L_m(L_{ls} + L_{lr})} [(L_{lr} + L_m)\psi_{qs} - L_m\psi_{qr}] \\ i_{dr} = \frac{1}{L_{ls}L_{lr} + L_m(L_{ls} + L_{lr})} [(L_{ls} + L_m)\psi_{dr} - L_m\psi_{ds}] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_{ls}L_{lr} + L_m(L_{ls} + L_{lr})} [(L_{ls} + L_m)\psi_{qr} - L_m\psi_{qs}] \end{cases}$$

<sup>18</sup> Do termo em inglês “stator-flux orientation”

O modelo da parte eléctrica da máquina encontra-se representado na figura 4.3.

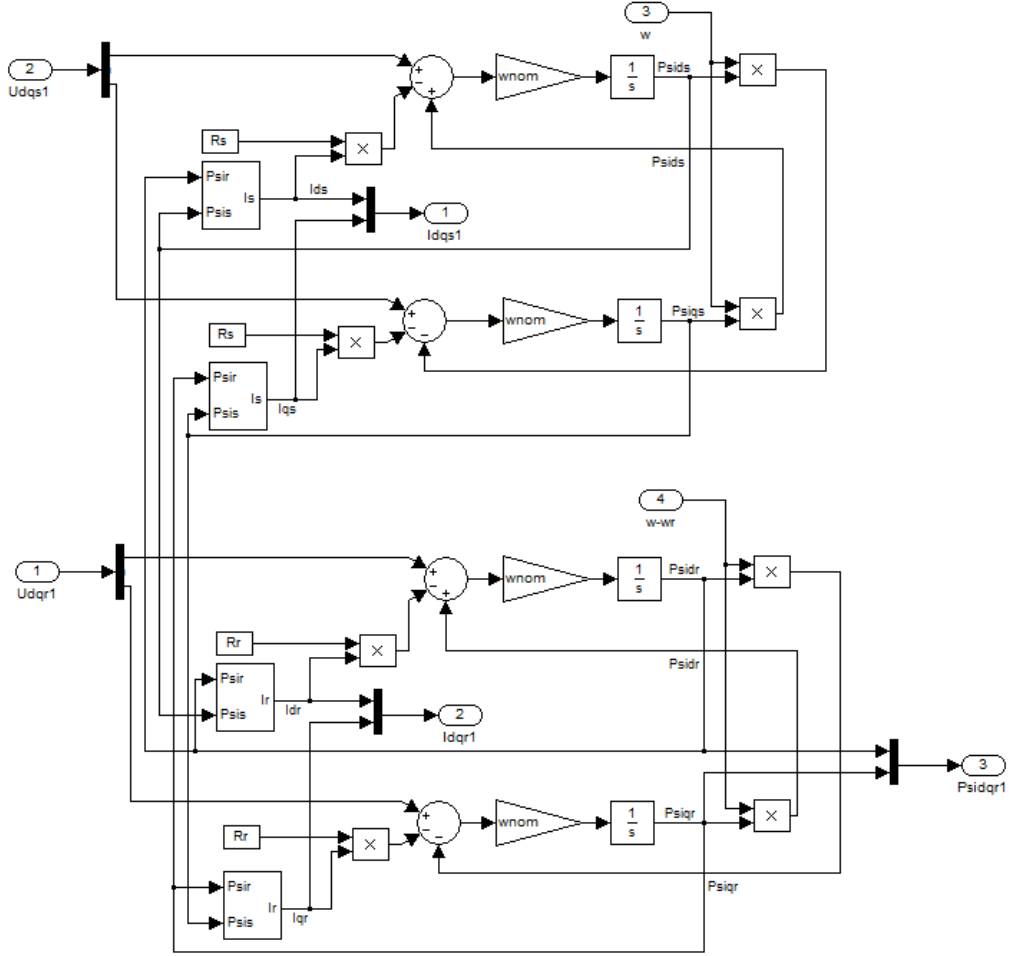


Figura 4.3 – Implementação da parte eléctrica do modelo da máquina assíncrona trifásica.

Uma vez que as expressões das correntes no estator da máquina se encontram no referencial  $dq$ , é necessário convertê-las para o referencial trifásico  $abc$  por aplicação da matriz de Fortescue:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \Rightarrow i_a = i_1, \quad i_b = \alpha^2 i_1, \quad i_c = \alpha i_1$$

Esta transformação é necessária para que as correntes que circulam nos enrolamentos do estator possam ser somadas às correntes obtidas à saída da fonte de tensão trifásica (rede).

A parte mecânica do modelo da máquina, representada na figura 4.4, é descrita pelas equações do binário electromagnético (3.12) e da característica mecânica (3.16) depois de aplicado o cálculo operacional (equivalente à transformada de Laplace<sup>19</sup> com valores iniciais nulos).

$$\frac{2H}{\omega^2} s \omega_r = T_m - T_e - D \omega_r \Leftrightarrow \omega_r = \frac{1}{s} \frac{2H}{\omega^2} (T_m - T_e - D \omega_r)$$

<sup>19</sup> Pierre Simon Laplace (1749-1827), importante matemático, astrónomo e físico francês.

Note-se que no funcionamento da máquina de indução como gerador, o binário mecânico aplicado no veio do rotor,  $T_m$ , e o binário electromagnético gerado,  $T_e$ , vêm ambos negativos na equação da característica mecânica. É importante também referir que o valor da velocidade angular de sincronismo em p.u. vem igual à unidade, logo  $\omega^2 = 1$  p.u.

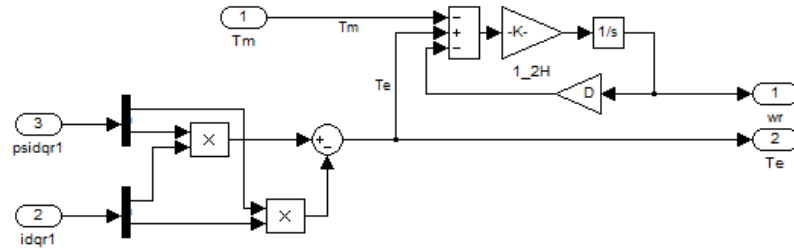


Figura 4.4 – Implementação da parte mecânica do modelo da máquina assíncrona trifásica.

#### 4.1.2 Bloco de controlo

Este bloco agrupa os sistemas de controlo dos conversores do lado do rotor e do lado da rede, bem como do ângulo de inclinação das pás da turbina, encontrando-se representado na figura 4.5.

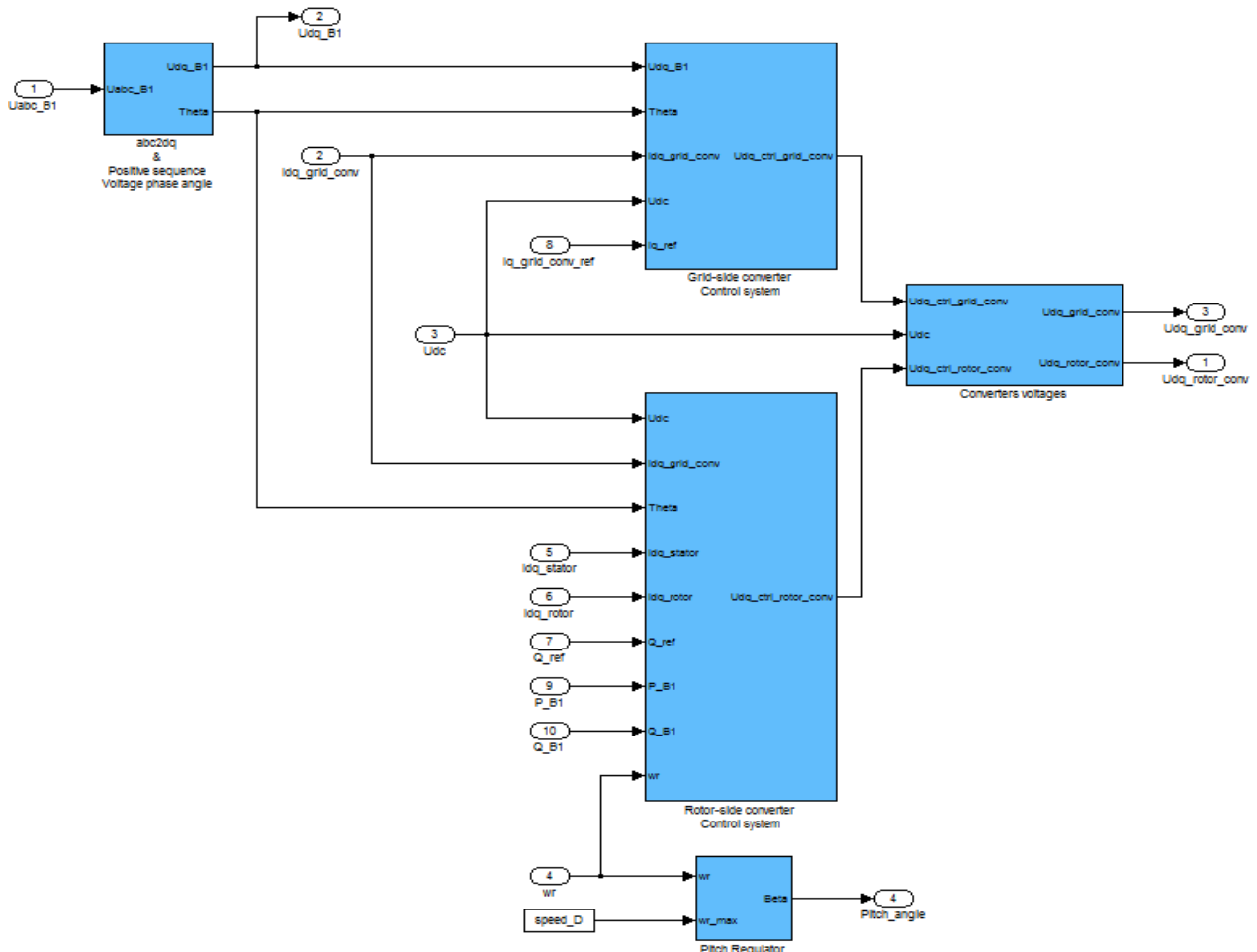


Figura 4.5 – Implementação do sistema de controlo.

#### 4.1.2.1 Sistema de controlo do conversor do lado do rotor

A função do sistema de controlo do conversor do lado do rotor é regular o fluxo de potência activa e reactiva. Assim, este controlador é composto por uma malha externa onde se controlam separadamente as potências activa e reactiva injectadas na rede e uma malha interna de regulação de corrente (figura 4.6).

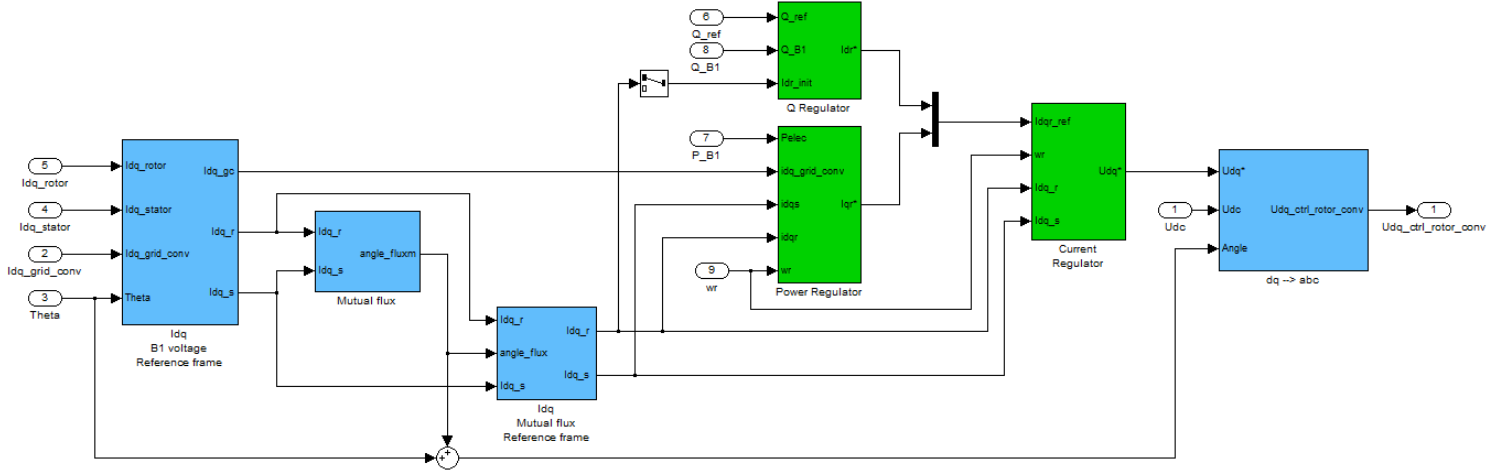


Figura 4.6 – Implementação do sistema de controlo do conversor lado do rotor.

Para que as potências activa e reactiva do gerador possam ser controladas de forma estável e independente através da regulação da corrente e tensão nos enrolamentos do rotor, usou-se um referencial girante  $MT$  alinhado com o fluxo no entreferro (também denominado por fluxo mútuo) [19].

Como se pode observar na figura 4.7, o eixo  $M$  segue o vector do fluxo no entreferro e o eixo  $T$  está em quadratura.

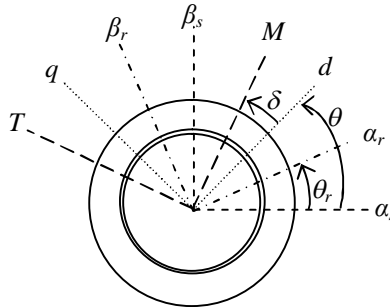


Figura 4.7 – Posição relativa dos referenciais  $\alpha\beta_s$ ,  $\alpha\beta_r$ ,  $dq$  e  $MT$ .

Quando as potências activa e reactiva são expressas em função da corrente nos enrolamentos do estator neste referencial, têm-se as seguintes equações [19]:

$$P = u_{Ms} i_{Ms} + u_{Ts} i_{Ts} \quad (4.1)$$

$$Q = u_{Ms} i_{Ts} - u_{Ts} i_{Ms} \quad (4.2)$$

As relações entre as correntes no estator e no rotor são as seguintes:

$$i_{Ts} + i_{Tr} = 0 \quad (4.3)$$

$$\psi_\delta = L_m (i_{Ms} + i_{Mr}) \quad (4.4)$$

onde  $\psi_\delta$  é o fluxo devido ao campo no entreferro. Uma vez que os enrolamentos do estator se encontram directamente ligados à rede tem-se que  $u_{Ms} \approx 0$ ,  $u_{Ts} \approx \text{cte.}$  e  $\psi_\delta \approx \text{cte.}$  Usando as relações (4.3) e (4.4) as equações (4.1) e (4.2) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$P = -u_{Ms} i_{Mr} + \left( \frac{\psi_\delta}{L_m} \right) u_{Ms} - u_{Ts} i_{Tr} \approx -u_{Ts} i_{Tr} \quad (4.5)$$

$$Q = -u_{Ms} i_{Tr} + u_{Ts} i_{Mr} - \left( \frac{\psi_\delta}{L_m} \right) u_{Ts} \approx u_{Ts} i_{Mr} - \left( \frac{\psi_\delta}{L_m} \right) u_{Ts} \quad (4.6)$$

A equação (4.5) mostra que a potência activa é proporcional à corrente no rotor  $i_{Tr}$ . Já a potência reactiva, de acordo com a equação (4.6), depende não só da corrente no rotor  $i_{Mr}$  mas também do valor da constante  $(\psi_\delta/L_m)u_{Ts}$ . Desta forma demonstra-se que o controlo das potências activa e reactiva pode ser feito separadamente através da regulação das correntes no rotor  $i_{Tr}$  e  $i_{Mr}$ , respectivamente.

De acordo com [19], as equações da máquina no referencial  $MT$  são dadas por:

$$\begin{aligned} u_{Ms} &= R_s i_{Ms} + L_s \frac{d}{dt} i_{Ms} - (\omega + \omega_\delta) L_s i_{Ts} + \frac{d}{dt} \psi_\delta \\ u_{Ts} &= R_s i_{Ts} + L_s \frac{d}{dt} i_{Ts} + (\omega + \omega_\delta) L_s i_{Ms} + (\omega + \omega_\delta) \psi_\delta \\ u_{Mr} &= R_r i_{Mr} + L_r \frac{d}{dt} i_{Mr} - (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Tr} + \frac{d}{dt} \psi_\delta \\ u_{Tr} &= R_r i_{Tr} + L_r \frac{d}{dt} i_{Tr} + (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Mr} + (\omega_r' + \omega_\delta) \psi_\delta \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\quad (4.8)$$

onde  $L_s = L_{ls} + L_m$  e  $L_r = L_{lr} + L_m$  são os coeficientes de indução no estator e no rotor, respectivamente, e  $\omega_\delta$  a velocidade angular do campo no entreferro. Aplicando às equações (4.7) e (4.8) o cálculo operacional tem-se:

$$\begin{aligned} u_{Mr} &= (R_r + s L_r) i_{Mr} - (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Tr} + s \psi_\delta \\ u_{Tr} &= (R_r + s L_r) i_{Tr} + (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Mr} + (\omega_r' + \omega_\delta) \psi_\delta \end{aligned} \quad (4.9)$$

onde  $s$  é operador derivada.

A partir das equações (4.9) retiram-se as expressões das correntes no rotor:



$$i_{Mr} = \frac{u_{Mr} + (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Tr} - s \psi_\delta}{(R_r + s L_r)}$$

$$i_{Tr} = \frac{u_{Tr} - (\omega_r' + \omega_\delta) L_r i_{Mr} - (\omega_r' + \omega_\delta) \psi_\delta}{(R_r + s L_r)}$$

Uma vez que os enrolamentos do estator se encontram directamente ligados à rede, a tensão a que estão sujeitos é constante em regime estacionário. Nestas condições  $s \psi_\delta \approx 0$  e  $(\omega_r' + \omega_\delta) \psi_\delta \approx \text{cte}$ . Além disso, como as quedas de tensão associadas a  $L_r$  são desprezáveis face às componentes da tensão no rotor, verifica-se que as relações entre tensões e as correntes no referencial  $MT$  são lineares. Assim conclui-se que as correntes  $i_{Tr}$  e  $i_{Mr}$  podem ser controladas de forma independente por regulação das tensões no rotor  $u_{Tr}$  e  $u_{Mr}$ .

O controlo da potência activa é feito de modo a que esta siga uma característica potência-velocidade do rotor pré-definida [20]. Esta característica é ilustrada pela curva  $ABCD$  na figura 4.8 que determina o valor de potência mecânica da turbina para diferentes velocidades de vento. A velocidade de rotação do rotor é medida e o valor correspondente de potência mecânica de acordo com esta característica é usado como referência.

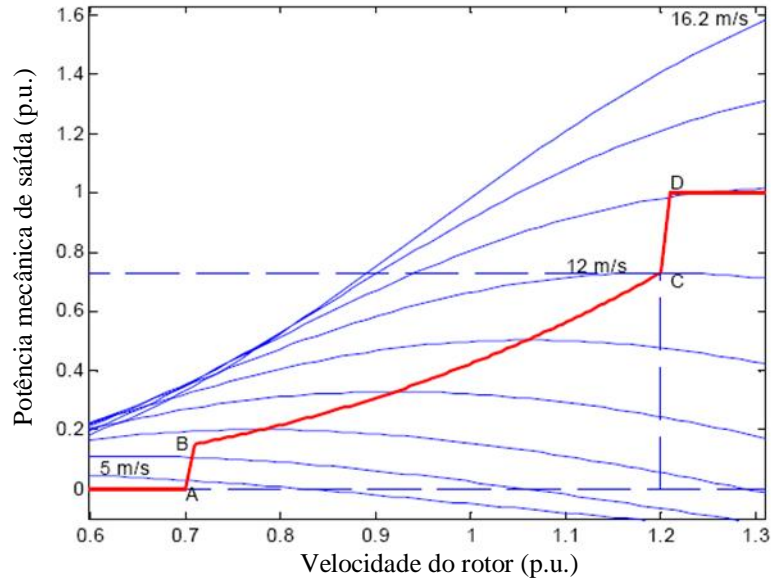


Figura 4.8 – Característica de seguimento potência-velocidade [20].

A característica de seguimento é definida por quatro pontos:  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$ . Quando o rotor se encontra a rodar a uma velocidade inferior a 0,7 p.u. (onde 1 p.u. corresponde à velocidade de sincronismo), a potência mecânica de saída é nula. Entre os pontos  $A$  e  $B$  a característica é um segmento de recta. A zona óptima de funcionamento da turbina encontra-se compreendida entre os pontos  $B$  e  $C$ . Do ponto  $C$  ao ponto  $D$ , a característica é novamente

um segmento de recta e a partir do ponto  $D$  a potência de referência mantém-se constante e igual a 1 p.u. ( $P_{mec}=1,5$  MW) graças ao controlo do ângulo de passo das pás da turbina.

De acordo com esta característica de seguimento, para velocidades de vento inferiores a 10 m/s a máquina necessita de receber energia através do rotor, uma vez que este roda a uma velocidade sub-síncrona. Para velocidades de vento superiores, o rotor roda a uma velocidade super-síncrona sendo fornecida potência activa à rede pelos circuitos estatórico e rotórico. [21].

A potência eléctrica de referência é igual à potência mecânica de referência depois de descontadas as perdas por atrito,  $P_F$ , bem como por efeito de Joule nos enrolamentos do estator e do rotor (representadas por  $P_{js}$  e  $P_{jr}$ , respectivamente) e nas bobinas de desacoplamento,  $P_{jRL}$ .

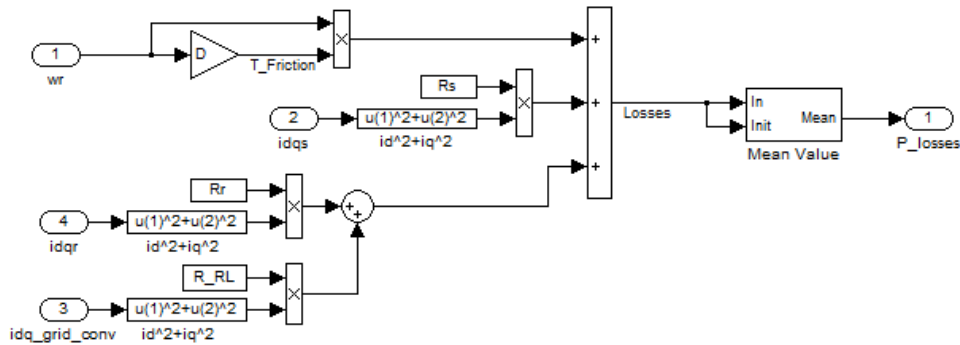
$$P_F = \omega_r (\omega_r D)$$

$$P_{js} = R_s i_s^2 = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$$

$$P_{jr} = R_r i_r^2 = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$

$$P_{jRL} = R_{RL} i_{conv}^2 = R_{RL} (i_{dconv}^2 + i_{qconv}^2)$$

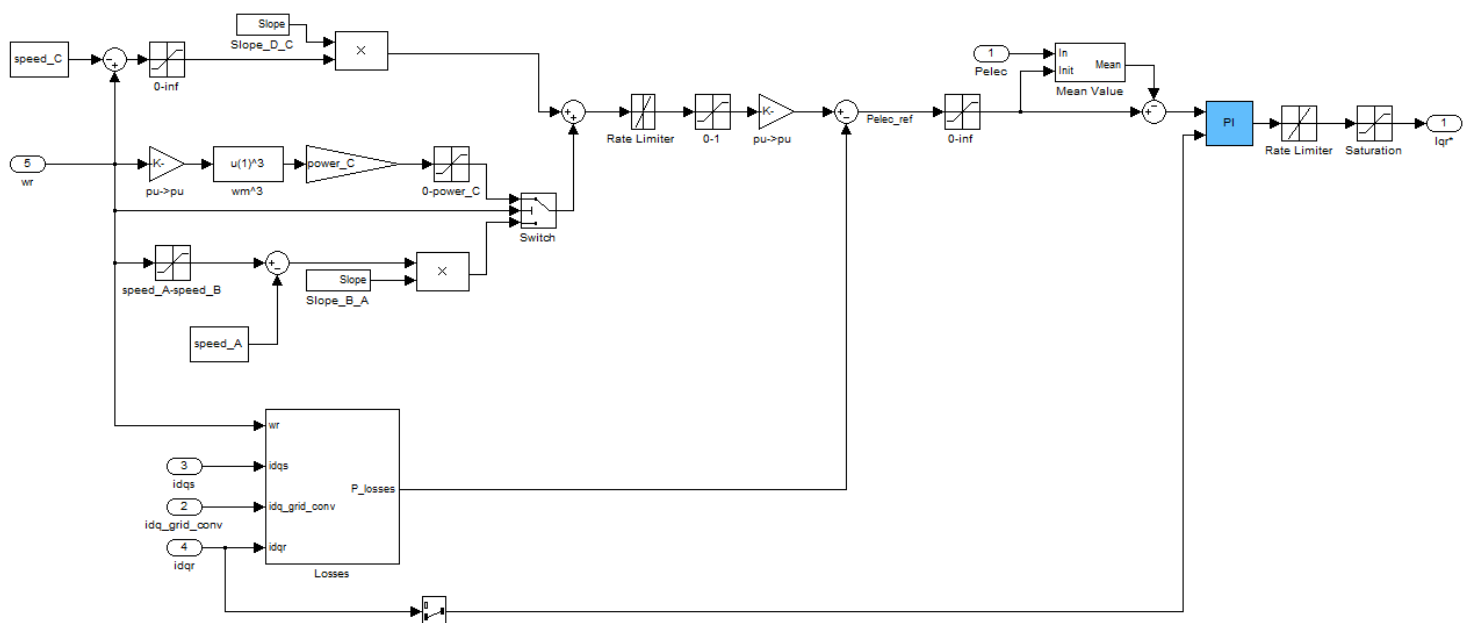
O interior do bloco onde se calcula o total das perdas do sistema de acordo com as expressões acima está representado na figura 4.9.



**Figura 4.9 – Implementação do bloco de cálculo das perdas eléctricas no sistema.**

O desvio entre esta potência e a potência eléctrica de saída é regulado por um controlador PI (Proporcional-Integral) cuja saída corresponde à componente em quadratura da corrente de referência que deve ser injectada nos enrolamentos do rotor.

Na figura 4.10 está representado o interior do bloco de controlo da potência activa gerada.



A potência reactiva é transferida entre o conversor do lado do rotor e a rede através do gerador. No processo de troca o gerador tem potência reactiva positiva em jogo nos seus terminais, devido à energia magnética presente nas suas bobinas. O excesso de potência reactiva, que se pretende nulo, é enviado para a rede ou para o conversor do lado do rotor. Para eliminar este excesso, o erro entre a potência reactiva de referência (que é nula) e a potência reactiva medida aos terminais do gerador é aplicado a um controlador PI cuja saída é a componente directa da corrente de referência mencionada acima (figura 4.11).

Dada a dificuldade em determinar uma função de transferência que descrevesse a dinâmica de controle do conversor do lado do rotor, procedeu-se ao ajuste por tentativa e erro dos parâmetros  $K_p$  (ganho proporcional) e  $T_i$  (tempo integral) destes dois controladores PI em dois passos de acordo com [22]:

1. Iniciar com um valor reduzido do ganho  $K_p$ . Aumentar  $K_p$  até obter uma velocidade de resposta aceitável tolerando alguma sobrelevação e algum erro estático.

2. Iniciar com um valor elevado de  $T_i$ . Reduzir  $T_i$  até obter a remoção do erro estático num tempo aceitável sem deixar o sistema ficar instável.

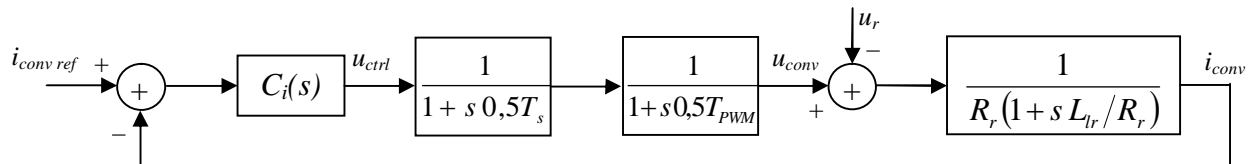
A diferença entre a corrente de referência e a corrente medida nos enrolamentos do rotor é reduzida a zero por um regulador de corrente. Este regulador é constituído por um controlador PI e um conjunto de termos *feed-forward* que ajudam a determinar a tensão que se pretende à saída do conversor do lado do rotor e que é imposta por um gerador PWM que actua nas portas dos IGBTs.

Na concepção de um sistema de conversão PWM com um controlo de corrente preditivo, a selecção do princípio de modulação e da frequência de comutação são importantes para a obtenção da prestação desejada. A frequência de comutação tem um impacto na distorção harmónica das correntes, nas perdas nas bobinas de alisamento, bem como na precisão e prestação dinâmica do sistema de controlo de corrente. Para obter uma operação linear do conversor, a razão entre a frequência de comutação e a frequência do sinal modulado deve ser alta [23].

Analisando o circuito rotórico e aplicando o cálculo operacional tem-se seguinte expressão para a corrente à saída do conversor do lado do rotor:

$$i_{conv}(s) = \frac{u_{conv} - u_r}{R_r + s L_{lr}} = \frac{u_{conv} - u_r}{R_r (1 + s L_{lr}/R_r)}$$

Assim, o sistema de controlo interno de corrente do conversor do lado do rotor pode ser descrito pelo diagrama de blocos representado na figura 4.12.



**Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.**

Onde  $1/(1 + s*0,5*T_s)$  representa o bloco de atraso (onde  $T_s$  é o tempo de amostragem do sistema) colocado antes do gerador de pulsos para segurar o valor da tensão de controlo até ao próximo ciclo. O bloco  $1/(1 + s*0,5*T_{PWM})$  introduz no sistema o atraso que seria provocado pelo conversor, onde  $T_{PWM} = 1/f_{PWM}$ .

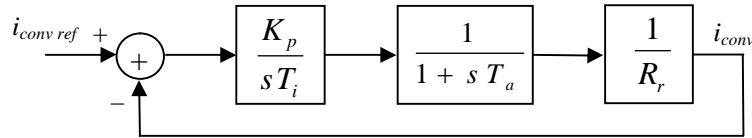
A tensão à saída do controlador,  $u_{ctrl}$ , será a onda modulante na modulação sinusoidal realizada pelo gerador PWM que comanda o conversor do lado da rede.

A escolha do controlador  $C_i(s)$  tem de ser feita considerando que se trata de um sistema de segunda ordem (cadeia aberta), sem pólos na origem e com dois pólos reais em

$-0.5T_{PWM}$  e  $-R_r/L_{lr}$  [16]. Adoptou-se então um controlador PI para assegurar uma dinâmica de segunda ordem em cadeia fechada,  $C_i(s)$ :

$$C_i(s) = \frac{u_{ctrl}(s)}{i_{convref}(s) - i_{conv}(s)} = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i}$$

De acordo com [16], o referido controlador deve ser dimensionado de forma que o seu zero cancele o pólo de menor frequência, ou seja,  $T_i = L_{lr}/R_r$ . Considerando perturbações nulas (princípio da sobreposição com  $u_r(s)=0$ ), obtém-se o seguinte esquema simplificado:



**Figura 4.13 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.**

com  $T_a = 0,5(T_s + T_{PWM})$ . A função de transferência do sistema representado na figura 4.13 é:

$$F(s) = \frac{i_{conv}(s)}{i_{convref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{sT_i} \frac{1}{1+sT_a} \frac{1}{R_r}}{1 + \frac{K_p}{sT_i} \frac{1}{1+sT_a} \frac{1}{R_r}} = \frac{K_p}{sT_i(1+sT_a)R_r + K_p}$$

Passando para a forma canónica

$$F(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + (2D\omega_n)s + \omega_n^2}$$

onde  $K$  é o ganho estático,  $D$  o factor de amortecimento e  $\omega_n$  a frequência natural, fica:

$$\frac{i_{conv}(s)}{i_{convref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{T_i T_a R_r}}{s^2 + \frac{1}{T_a}s + \frac{K_p}{T_i T_a R_r}} \quad (4.10)$$

com  $2D\omega_n = \frac{1}{T_a}$  e  $\omega_n^2 = \frac{K_p}{T_i T_a R_r}$ . A partir destes dois coeficientes retira-se a expressão do  $K_p$ :

$$K_p = \frac{R_r T_i}{4D^2 T_a}$$

Impondo um factor de amortecimento  $D = \sqrt{2}/2$  que representa geralmente o melhor compromisso entre velocidade de resposta e sobrelevação [16], tem-se:

$$K_p = \frac{R_r T_i}{2T_a}$$

Substituindo na função de transferência (equação 4.10), vem:

$$\frac{i_{conv}(s)}{i_{convref}(s)} = \frac{\frac{1}{2T_a^2}}{s^2 + \frac{1}{T_a}s + \frac{1}{2T_a^2}}$$

Assim, o controlador PI usado para controlo interno da corrente terá os seguintes parâmetros:

$$K_p = \frac{L_{lr}}{2T_a} \quad K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{R_r}{2T_a}$$

Os termos *feed-forward* atrás mencionados traduzem as equações do rotor da máquina em regime permanente onde as derivadas dos fluxos ligados,  $d\psi_{ds}/dt$ ,  $d\psi_{qs}/dt$ ,  $d\psi_{dr}/dt$  e  $d\psi_{qr}/dt$ , são zero:

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} \psi_{qr} \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} \psi_{dr} \end{aligned} \quad \text{onde} \quad \begin{aligned} \psi_{dr} &= (L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \psi_{qr} &= (L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned}$$

ou seja,

$$\begin{aligned} u_{dr} &= R_r i_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} [(L_{lr} + L_m) i_{qr} + L_m i_{qs}] \\ u_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{\omega - \omega_r}{\omega_{nom}} [(L_{lr} + L_m) i_{dr} + L_m i_{ds}] \end{aligned}$$

O diagrama de blocos que traduz o funcionamento deste regulador de corrente encontra-se representado na figura 4.14.

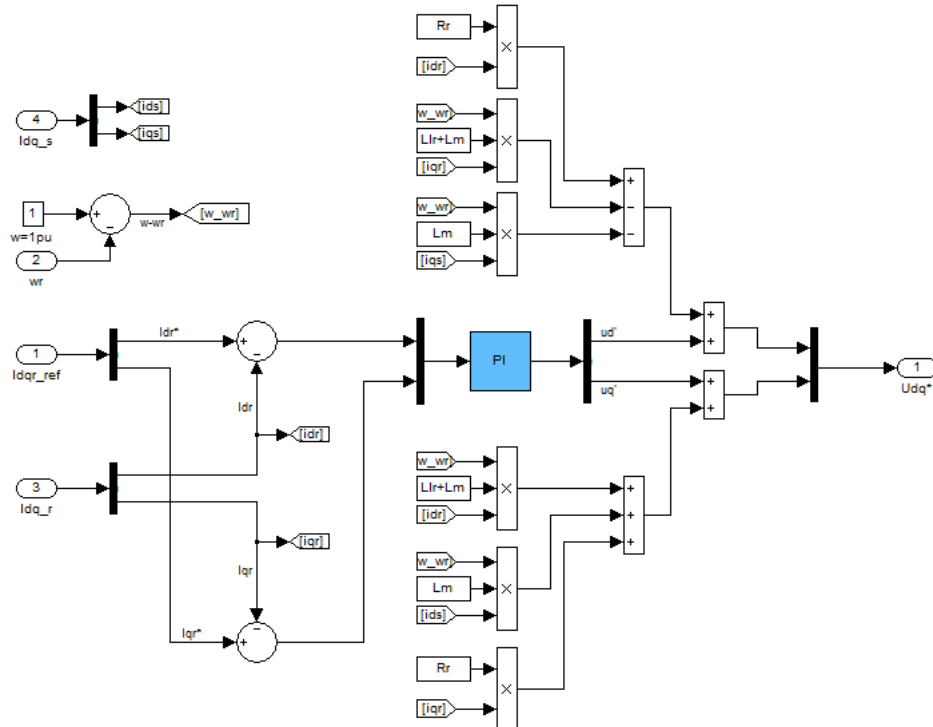


Figura 4.14 – Implementação do regulador de corrente (lado do rotor).

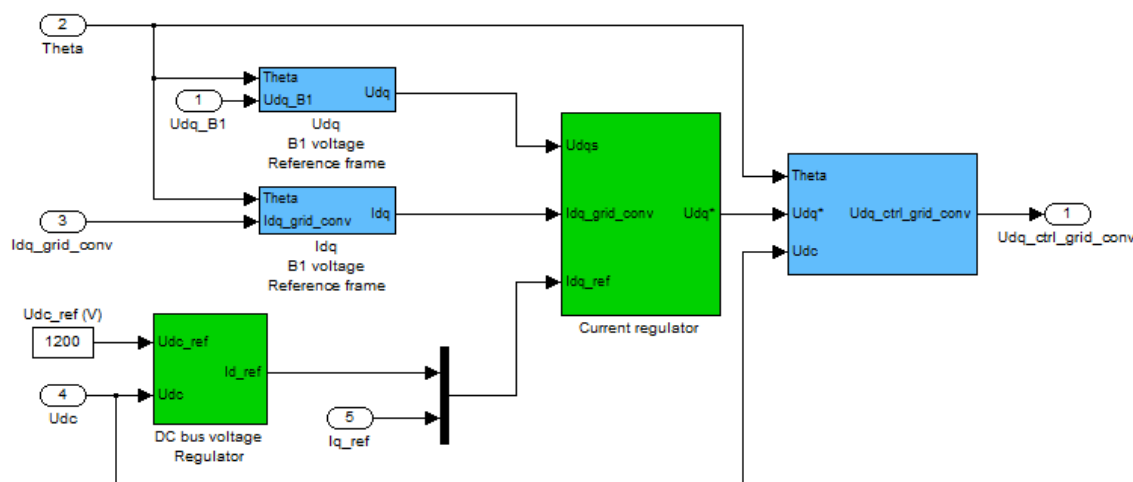
#### 4.1.2.2 Sistema de controlo do conversor do lado da rede

O principal objectivo do sistema de controlo do conversor do lado da rede é regular o valor da tensão no barramento DC de modo a que este se mantenha aproximadamente constante e igual a 1200V. Este valor de tensão de referência foi calculado de forma a obter uma tensão à saída do conversor igual à nominal com um ciclo de trabalho<sup>20</sup> de 70%:

$$d.c. = \frac{\sqrt{2} U_{nom}}{U_{DC}} \Rightarrow d.c. = \frac{\sqrt{2} \times 575}{1200} = 0,68 \approx 70\%$$

A imposição de um ciclo de trabalho mais elevado poderia levar à saturação dos circuitos magnéticos.

A variação desta tensão determina a troca de potência activa entre o conversor e a rede sendo regulada através do controlo da componente directa da corrente de referência de saída do inversor [3]. A componente em quadratura da corrente de referência é nula para que o conversor do lado da rede funcione em modo neutro reactivamente [3].



**Figura 4.15 – Implementação do sistema de controlo do conversor do lado da rede.**

Assim, este sistema de controlo é constituído por uma malha externa de regulação da tensão DC e uma malha interna de controlo da corrente (figura 4.15).

Analisando o circuito  $RL$  representado na figura 3.15 e aplicando o cálculo operacional tem-se seguinte expressão para a corrente à saída do conversor do lado da rede:

$$i_{conv}(s) = \frac{u_s - u_{conv}}{R_{RL} + s L_{RL}} = \frac{u_s - u_{conv}}{R_{RL}(1 + s L_{RL}/R_{RL})}$$

<sup>20</sup> Em inglês, *duty cycle*.

Assim, analogamente ao que foi feito para o regulador de corrente do conversor do lado do rotor, tem-se o diagrama de blocos representado na figura 4.16.

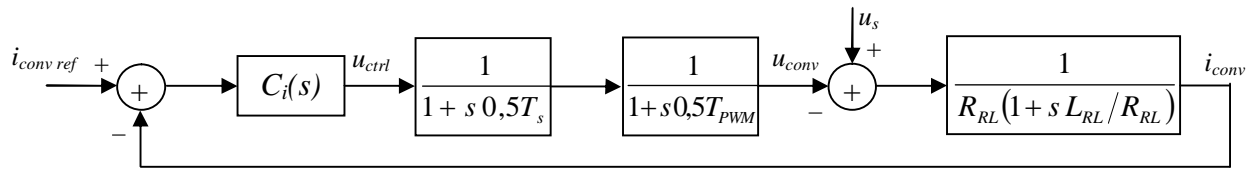


Figura 4.16 – Diagrama de blocos do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.

A tensão à saída do controlador,  $u_{ctrl}$ , será a onda modulante na modulação sinusoidal realizada pelo gerador PWM que comanda o conversor do lado da rede.

O controlador  $C_i(s)$  deve ser dimensionado de forma que o seu zero cancele o pólo de menor frequência, ou seja,  $T_i=L_{RL}/R_{RL}$ . Considerando novamente perturbações nulas (princípio da sobreposição com  $u_s(s)=0$ ), obtém-se o seguinte esquema simplificado:

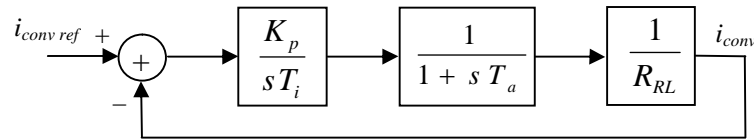


Figura 4.17 – Diagrama de blocos simplificado do sistema de controlo de corrente no conversor do lado da rede.

A função de transferência do sistema representado na figura 4.17 é:

$$F(s) = \frac{i_{conv}(s)}{i_{convref}(s)} = \frac{\frac{K_p}{sT_i} \frac{1}{1+sT_a} \frac{1}{R_{RL}}}{1 + \frac{K_p}{sT_i} \frac{1}{1+sT_a} \frac{1}{R_{RL}}} = \frac{K_p}{sT_i(1+sT_a)R_{RL} + K_p}$$

Procedendo de forma semelhante ao que foi feito na secção 4.1.2.1, conclui-se que o controlador PI usado para controlo interno da corrente no conversor do lado da rede deverá ter os seguintes parâmetros:

$$K_p = \frac{L_{RL}}{2T_a} \quad K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{R_{RL}}{2T_a}$$

A saída deste controlador é compensada por termos *feed-forward*. Estes termos traduzem as equações do circuito  $RL$  série em regime estacionário ( $di_{dconv}/dt=0$  e  $di_{qconv}/dt=0$ ) que faz a ligação entre o conversor e a rede.

$$u_{dconv} = u_{ds} - R_{RL} i_{dconv} + \frac{\omega}{\omega_{nom}} L_{RL} i_{qconv}$$

$$u_{qconv} = u_{qs} - R_{RL} i_{qconv} - \frac{\omega}{\omega_{nom}} L_{RL} i_{dconv}$$



Na figura 4.18 encontra-se representado o conjunto de blocos que constitui o regulador de corrente.

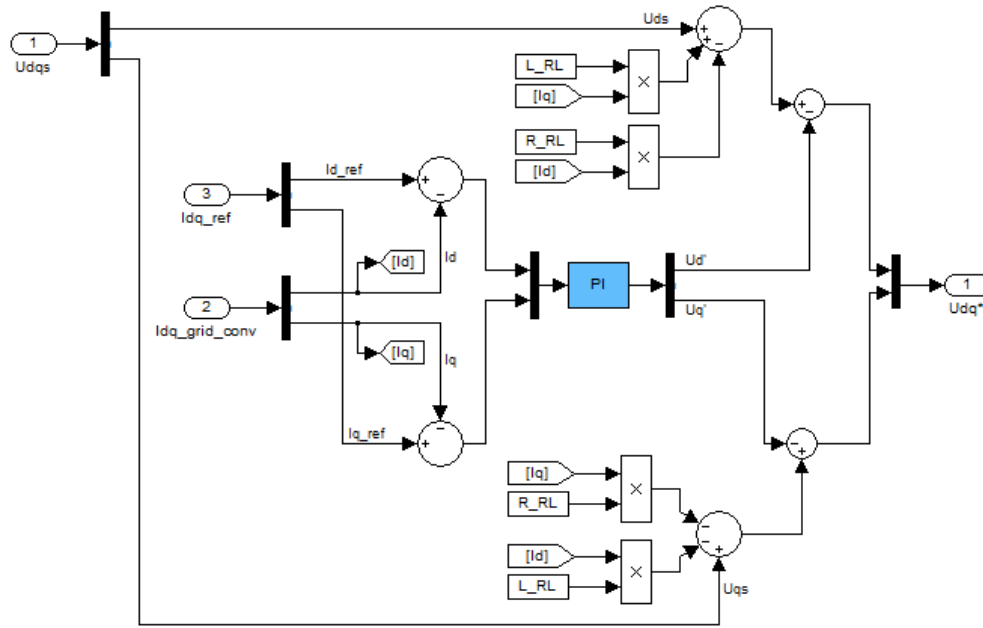


Figura 4.18 – Implementação do regulador de corrente (lado da rede).

Para  $sT \ll 1$ , a função de transferência do sistema de controlo interno de corrente pode ser simplificada da seguinte forma:

$$\frac{i_{conv}(s)}{i_{convref}(s)} = \frac{1}{2T_a^2 s^2 + 2T_a s + 1} \approx \frac{1}{2T_a s + 1}$$

Sendo a tensão DC garantida por um condensador em paralelo com uma capacidade  $C$ , vem:

$$\frac{u_{DC}(s)}{i_{conv}(s)} = \frac{1}{sC}$$

Considerando que o índice de amostragem é 1 e introduzindo no sistema um compensador  $C_e(s)$ , tem-se o diagrama de blocos representado na figura 4.19.

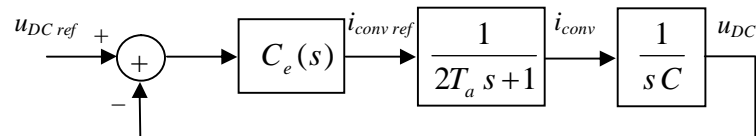


Figura 4.19 – Diagrama de blocos para controlo de tensão com controlo interno de corrente.

Tal como na malha de controlo de corrente, este compensador também é do tipo PI assegurando uma dinâmica em cadeia fechada aproximada à de um sistema de segunda ordem.

$$C_e(s) = \frac{i_{convref}(s)}{u_{DCref}(s) - u_{DC}(s)} = K_p \frac{1 + sT_i}{sT_i}$$

A parametrização deste controlador foi feita considerando inicialmente apenas o seu ganho proporcional, ou seja  $C(s)=K_p$ . Assim, tem-se a função de transferência:

$$F(s) = \frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{K_p \frac{1}{1+s2T_a} \frac{1}{sC}}{1 + K_p \frac{1}{1+s2T_a} \frac{1}{sC}} = \frac{\frac{K_p}{2T_a C}}{s^2 + \frac{1}{2T_a} s + \frac{K_p}{2T_a C}} \quad (4.11)$$

com  $2D\omega_n = \frac{1}{2T_a}$  e  $\omega_n^2 = \frac{K_p}{2T_a C}$ . Impondo novamente um factor de amortecimento  $D = \sqrt{2}/2$  tem-se a seguinte expressão para o  $K_p$ :

$$K_p = \frac{C}{4T_a}$$

Substituindo na função de transferência (equação 4.11), vem:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{\frac{1}{8T_a^2}}{s^2 + \frac{1}{2T_a} s + \frac{1}{8T_a^2}} \quad (4.12)$$

Comparando os valores de frequência natural,  $\omega_n$ , do controlador interno de corrente com o regulador de tensão, verifica-se que a dinâmica do primeiro é duas vezes mais rápida que a do segundo, estando no limite da aproximação feita [16].

De forma a obter uma rejeição óptima de perturbações por parte do controlador, a sua constante de tempo integral,  $T_i$ , foi calculada tendo em conta o critério *Symmetry Optimum* [24]. Para aplicar este método admitiu-se que a função de transferência (4.12) pode ser aproximada por um sistema de primeira ordem:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{1}{8T_a^2 s^2 + 4T_a s + 1} \approx \frac{1}{4T_a s + 1}$$

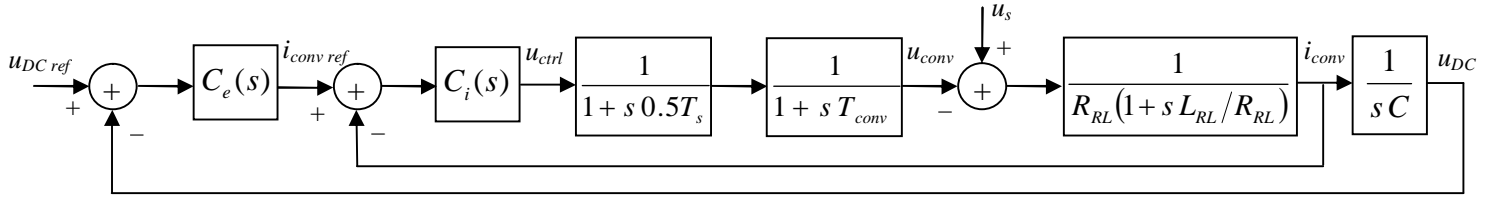
Fazendo  $\sigma = 4T_a$ , fica:

$$\frac{u_{DC}(s)}{u_{DCref}(s)} = \frac{1}{\sigma s + 1}$$

De acordo com [24] tem-se que  $T_i = 4\sigma$ , ou seja,  $T_i = 16T_a$ . Assim, vem finalmente:

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} = \frac{C}{64T_a^2}$$

A dinâmica de funcionamento do sistema de controlo do conversor do lado da rede pode então ser traduzida pelo diagrama de blocos representado na figura 4.20.



**Figura 4.20 – Diagrama de blocos para regulação de tensão com controlo interno de corrente.**

Na simulação do modelo detalhado (secção 5.2) verificou-se que a parametrização dos controladores PI conforme foi descrito anteriormente permite a obtenção de uma resposta da tensão na ligação DC aceitável. Contudo, os valores de  $K_p$  e  $K_i$  foram posteriormente ajustados de forma a melhorar a referida resposta.

#### 4.1.2.3 Controlo do ângulo de passo

O controlador do ângulo de passo apenas se encontra activo para velocidades de vento elevadas. Nessas circunstâncias, a velocidade do rotor já não é controlável através do aumento da potência gerada pois isso levaria a uma sobrecarga do gerador e/ou do conversor [25].

Para evitar que a velocidade do rotor se torne demasiado alta, o que poderia resultar em danos mecânicos, o ângulo de passo é alterado de forma a reduzir o coeficiente de potência,  $C_p$ . O ângulo de passo necessário para limitar a potência extraída do vento ao valor da potência nominal da turbina eólica pode ser calculado a partir das equações (3.21) e (3.22) para cada velocidade do vento. Destas equações conclui-se que o ângulo de passo óptimo para velocidades do vento inferiores à nominal é zero pois maximiza o coeficiente de potência. A partir desse valor, o ângulo deve aumentar com a velocidade do vento.

Deve-se ter em conta que a taxa de variação do ângulo de passo é relativamente baixa devido às grandes dimensões das pás do rotor de turbinas eólicas modernas e ao desejo de poupar dinheiro em mecanismos de rotação das mesmas.

Usando este tipo de controlo de potência, a velocidade do rotor pode exceder o seu valor nominal em 20%, dependendo do valor do ganho proporcional do controlador,  $K_p$ . Este controlador proporcional é utilizado porque um ligeiro aumento de velocidade do rotor acima do seu valor nominal é permitido e não causa problemas mecânicos à turbina. Além disso o sistema nunca se encontra em regime estacionário devido à variação da velocidade do vento,

assim a vantagem da utilização de um controlador integral, que permite atingir erro nulo em regime estacionário, não é aplicável [25].

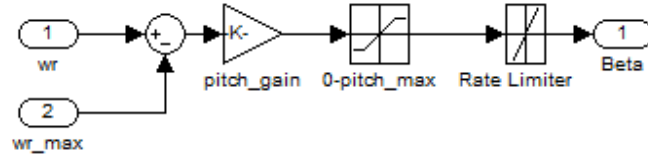


Figura 4.21 – Implementação do regulador do ângulo de passo.

No modelo do controlador implementado (figura 4.21) admitiu-se que o ângulo de passo máximo é 45° e a sua taxa de variação igual a 3°/s.

#### 4.1.3 Ligação DC

A variação da energia armazenada no condensador colocado em paralelo na ligação DC depende da diferença entre as potências nos conversores do lado da rede e do lado do rotor. Assim, tem-se:

$$\frac{dW_{DC}}{dt} = P_{conv} - P_r \Rightarrow \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C u_{DC}^2 \right) = P_{conv} - P_r \Leftrightarrow C u_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} = P_{conv} - P_r \quad (4.13)$$

A variação tensão na ligação DC é dada pela seguinte equação:

$$\frac{du_{DC}}{dt} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{C} \int i_{DC} dt \right) \Leftrightarrow \frac{du_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} i_{DC} \quad (4.14)$$

Substituindo 4.14 em 4.13 vem,

$$i_{DC} = \frac{P_{conv} - P_r}{u_{DC}}$$

Tendo em conta as equações anteriores, implementou-se o esquema de blocos representado na figura 4.22.

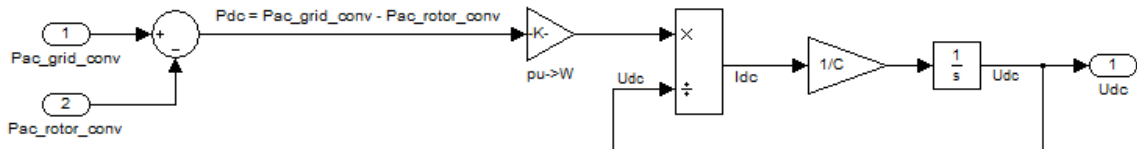


Figura 4.22 – Implementação do modelo da ligação DC.

Para este caso em concreto ( $u_{DC} = 1200$  V,  $S_{nom} = 1,67$  MVA) a capacidade do condensador escolhido deve ser 12 mF para que o tempo de armazenamento seja aproximadamente ¼ de ciclo a uma frequência de 50 Hz, ou seja 5 ms.

$$C = \frac{S_{nom}}{2 f_{nom} u_{DC}^2} \Rightarrow C = \frac{1,5 \times 10^6 / 0,9}{2 \times 50 \times 1200^2} = 11,57 \times 10^{-3} \approx 12 \text{ mF}$$

#### 4.1.4 Bobinas de alisamento

O dimensionamento do coeficiente de auto-indução destas bobinas foi feito admitindo uma ondulação máxima de corrente inferior a 5A. Assim tem-se:

$$L_{RL} = \frac{1200}{6 \times 1350 \times 5} \approx 30 \text{ mH}$$

O valor em p.u. das resistências que representam as perdas por efeito de Joule nas bobinas será 100 vezes inferior ao coeficiente de auto-indução das mesmas, ou seja,

$$L_{RL}(\text{p.u.}) = L_{RL} \times \frac{S_{nom}}{0,9} \times \frac{2\pi f_{nom}}{U_{nom}^2} = 23,75 \Rightarrow R_{RL}(\text{p.u.}) = \frac{L_{RL}(\text{p.u.})}{100} = 0,2375$$

Assim, constante de tempo destas bobinas,  $\tau = L_{RL}/R_{RL}$  será:

$$R_{RL} = R_{RL}(\text{p.u.}) \times \frac{0,9}{S_{nom}} \times U_{nom}^2 = 47,12 \text{ m}\Omega \Rightarrow \tau = \frac{30}{47,12} = 0,64 \text{ s}$$

O modelo do circuito trifásico  $RL$  série que representa as bobinas de desacoplamento é descrito pelas equações abaixo que se encontram no sistema por unidade:

$$\begin{aligned} u_{ds} - u_{dconv} &= R_{RL} i_d - \frac{\omega}{\omega_{nom}} L_{RL} i_q + \frac{1}{\omega_{nom}} L_{RL} \frac{d}{dt} i_d \\ u_{qs} - u_{qconv} &= R_{RL} i_q + \frac{\omega}{\omega_{nom}} L_{RL} i_d + \frac{1}{\omega_{nom}} L_{RL} \frac{d}{dt} i_q \end{aligned} \quad (4.15)$$

Uma vez que a velocidade de sincronismo é igual à velocidade nominal vem,  $\omega/\omega_{nom}=1$ . Tendo isto em conta e aplicando o cálculo operacional, as equações podem ser reescritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} u_{ds} - u_{dconv} &= R_{RL} i_d - L_{RL} i_q + s \frac{1}{\omega_{nom}} L_{RL} i_d \\ u_{qs} - u_{qconv} &= R_{RL} i_q + L_{RL} i_d + s \frac{1}{\omega_{nom}} L_{RL} \frac{d}{dt} i_q \end{aligned}$$

Na figura 4.23 está representado o esquema de blocos implementado em Matlab/Simulink®.

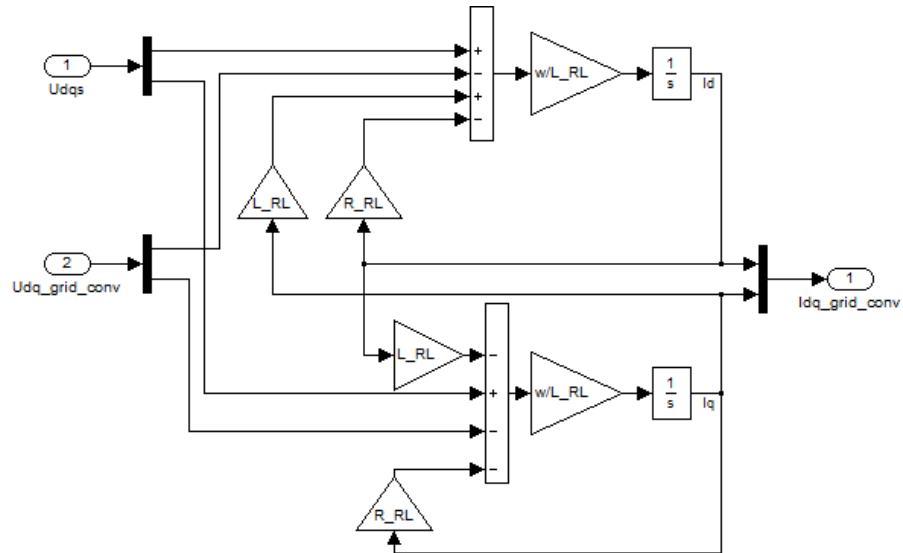


Figura 4.23 – Implementação do modelo das bobinas de alisamento (circuito  $RL$  série).

#### 4.1.5 Turbina eólica com passo regulável

O modelo da turbina eólica, retirado da biblioteca do Matlab/Simulink®, encontra-se representado na figura 4.24. O esquema de blocos traduz a equação normalizada no sistema por unidade da potência mecânica gerada pela turbina:

$$P_{mec} = k_p C_p v^3$$

onde  $k_p$  é o ganho de potência para uma velocidade do vento e um coeficiente de potência iguais aos seus valores nominais.

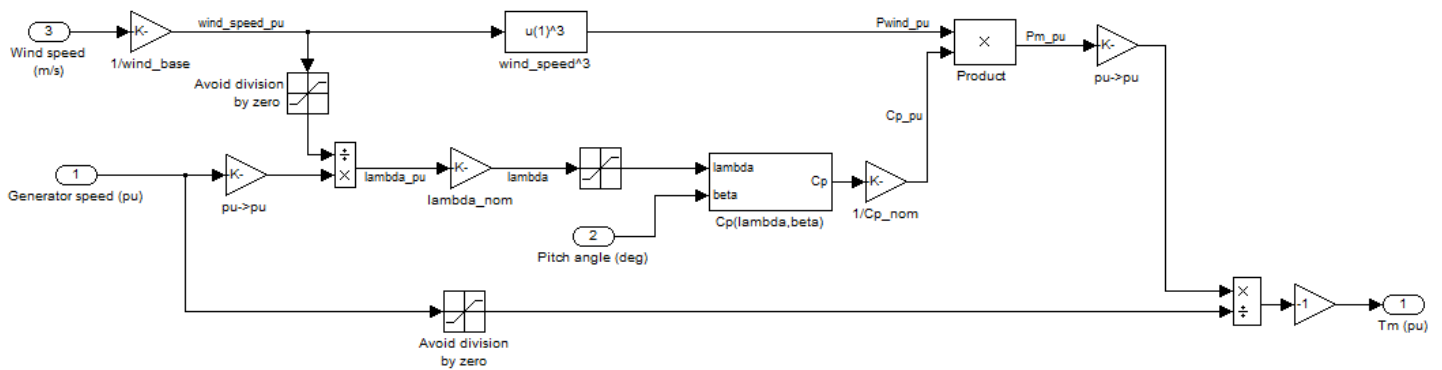


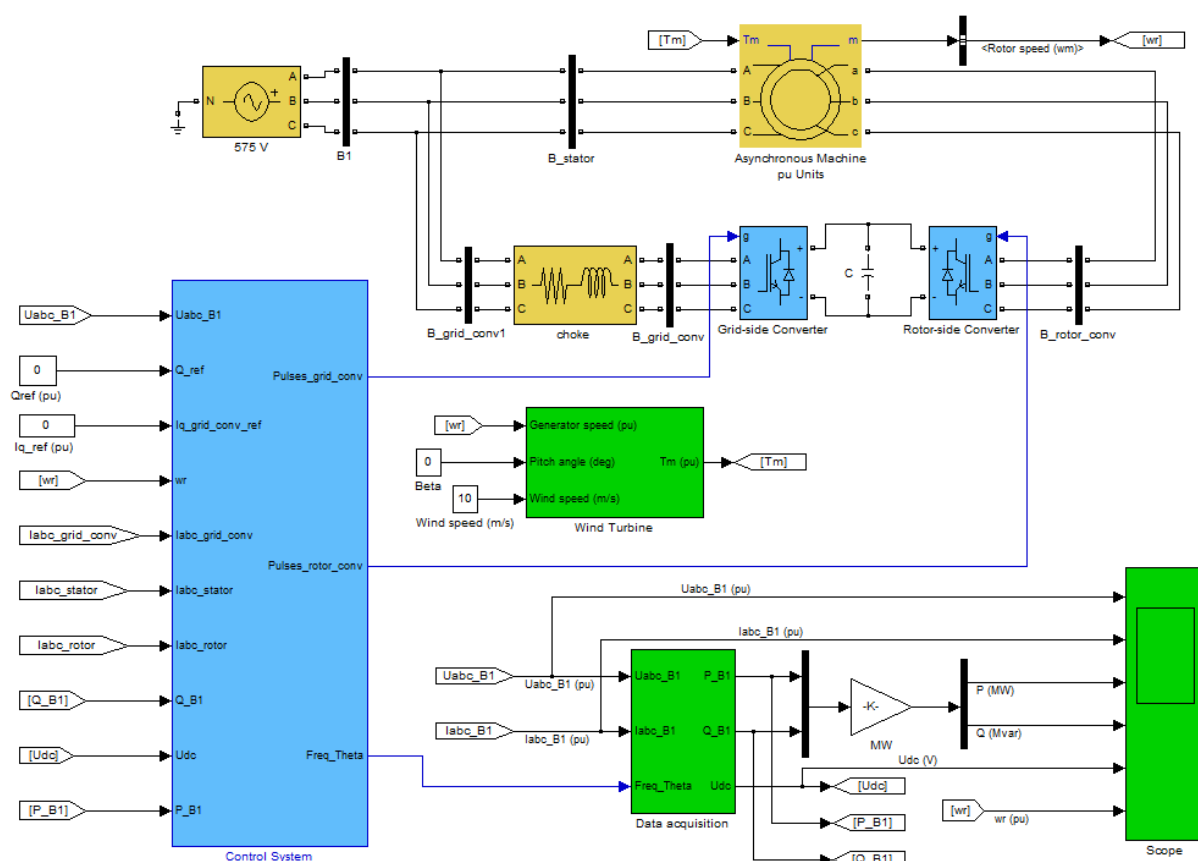
Figura 4.24 – Implementação do modelo de uma turbina eólica com ângulo de passo regulável.

## 4.2 Modelo detalhado de um GIDA numa turbina eólica

Como se pode observar na figura 4.25, este modelo discreto incluiu uma representação detalhada da máquina assíncrona com rotor bobinado, dos conversores IGBT de electrónica de potência, da ligação DC e da bobina de desacoplamento. A rede é representada simplesmente por uma fonte de tensão alternada sinusoidal trifásica ( $U_{ef} = 575 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ).

Para obter um tempo de simulação aceitável e ao mesmo tempo uma boa prestação dos conversores, escolheu-se um tempo de amostragem de  $T_s = 5 \mu s$ , uma vez que estes apresentam uma frequência de comutação de 1350 Hz ( $27 \times 50$  Hz).

Este modelo é bastante adequado para visualizar as harmônicas e o desempenho dinâmico do sistema de controlo para períodos de tempo relativamente curtos (tipicamente centenas de milissegundos a um segundo). Além disso, este modelo permite também observar as formas de onda da tensão à entrada e à saída do conversor AC/DC/AC.



**Figura 4.25 – Implementação do modelo detalhado de um gerador assíncrono duplamente alimentado numa turbina eólica ligada à rede.**

O sistema de controlo no modelo detalhado é idêntico ao bloco correspondente no modelo fasorial (analisado em detalhe na secção 4.1.2 do presente documento). As principais diferenças residem no tipo de saída e na forma como são realizadas as mudanças de referencial  $abc$  para  $dq$ .

No modelo fasorial admite-se que os conversores do lado do rotor e do lado da rede são ideais. Assim, os dois sinais de tensão à saída do bloco de controlo correspondem às tensões nos referidos conversores. Por outro lado, no modelo detalhado as tensões de controlo são convertidas em seis trens de pulsos que são aplicados nas portas dos conversores (secção 3.2). Esta função é desempenhada por dois blocos “PWM Generator” da biblioteca do Simulink®.

Uma vez que o sistema está orientado com o fluxo da rede, no modelo detalhado é necessário o bloco “Discrete 3-phase PLL” <sup>21</sup> (também da biblioteca do Simulink®) para determinar o ângulo e a frequência da tensão na rede.

---

<sup>21</sup> Um phase-locked loop (PLL) é um circuito electrónico capaz de estimar a fase e frequência da componente fundamental de um sinal eléctrico de entrada.



## 5. Resultados das Simulações

Neste capítulo apresentam-se os resultados da simulação dos modelos fasorial e detalhado, analisados no quarto capítulo do presente trabalho.

### 5.1 Simulação do modelo fasorial

Tal como foi referido anteriormente o modelo fasorial é mais adequado para simular oscilações electromecânicas de baixa frequência por períodos de tempo relativamente longos (dezenas de segundos a minutos). Assim, utilizou-se este modelo para observar a resposta do sistema a variações na velocidade do vento.

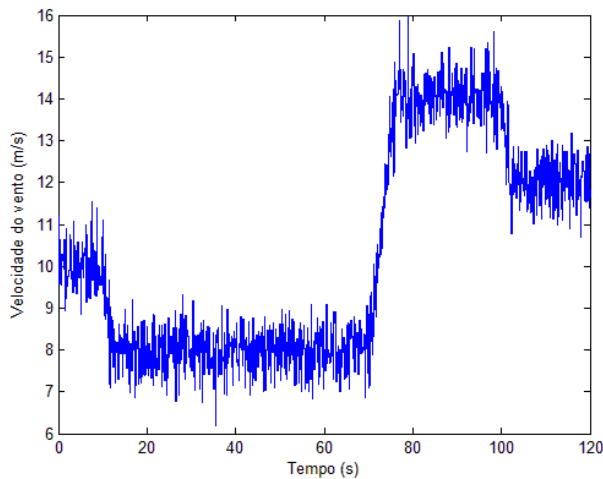


Figura 5.1 – Variação da velocidade do vento.

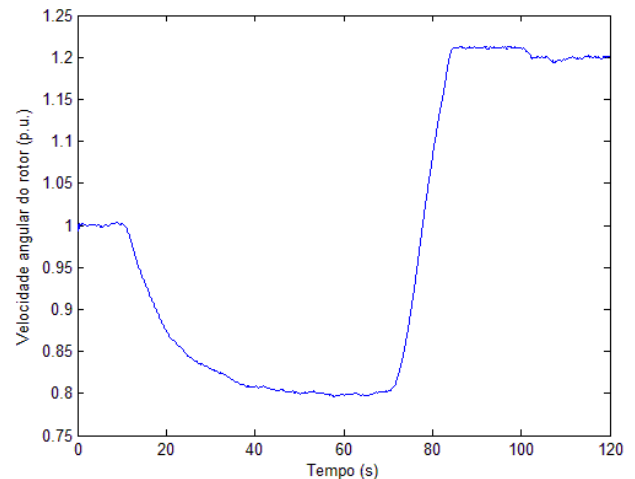


Figura 5.2 – Variação da velocidade angular do rotor.

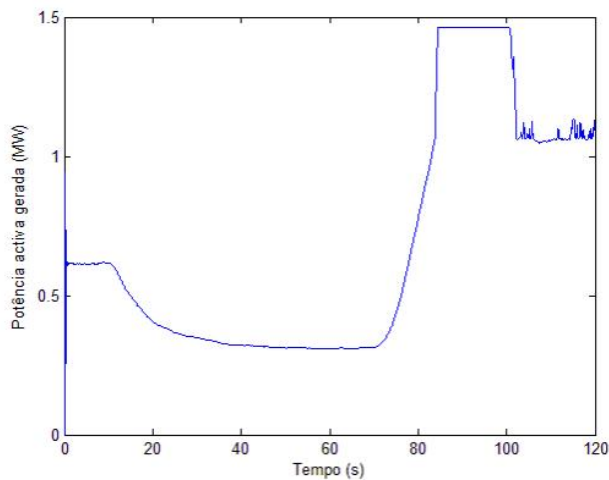


Figura 5.3 – Variação da potência activa gerada.

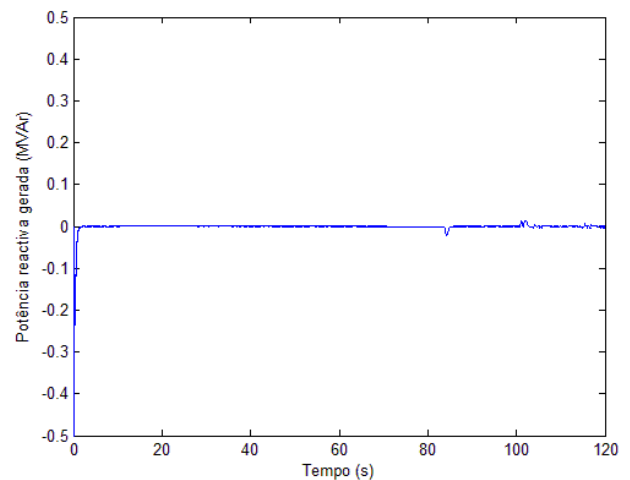


Figura 5.4 – Variação da potência reactiva gerada.

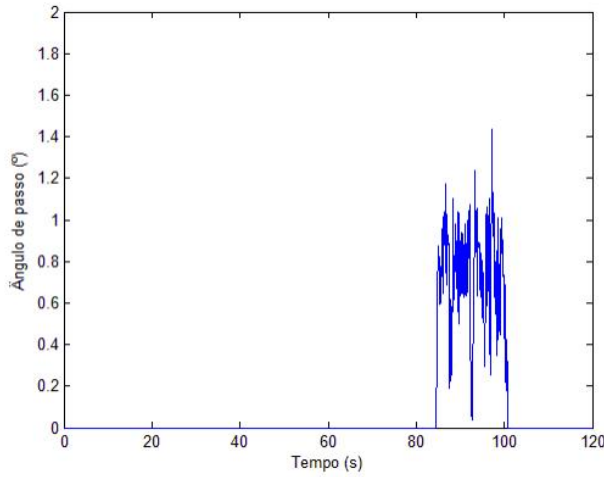


Figura 5.5 – Variação do ângulo de passo das pás.

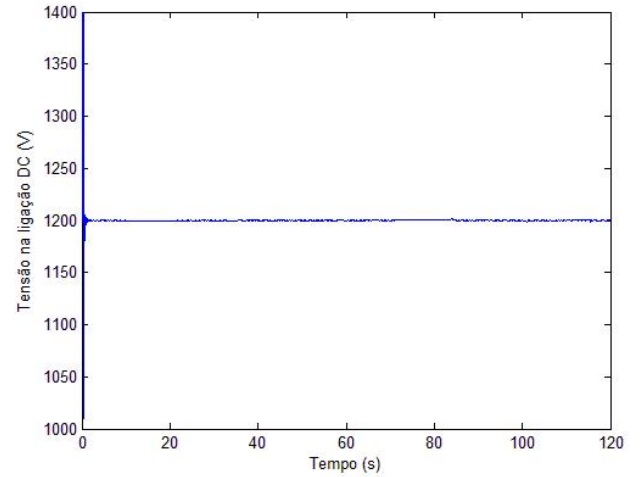


Figura 5.6 – Variação da tensão na ligação DC.

Com esta simulação pretende-se observar as respostas do modelo fasorial a mudanças na velocidade do vento (figura 5.1) que também apresenta pequenas variações ( $\pm 1$  m/s). Estas pequenas variações de velocidade são simuladas somando o sinal de saída de um gerador de ruído branco ao sinal que acaba por ser a velocidade média do vento a cada instante.

Inicialmente a velocidade do vento é, em média, 10 m/s o que se traduz numa velocidade angular do rotor próxima do sincronismo e numa potência activa gerada de aproximadamente 610 kW, tal como se pode observar nas figuras 5.2 e 5.3, respectivamente. Este resultado está de acordo com a característica de seguimento potência-velocidade representada na figura 4.8 visto que para  $\omega_r \approx 1$  p.u. tem-se uma potência mecânica de saída aproximadamente igual a 634 kW:

$$P_{mec} = \left( \frac{\omega_r}{\omega_c} \right)^3 \cdot P_c \cdot 0,9 S_{nom} \Rightarrow P_{mec} = \left( \frac{1}{1,2} \right)^3 \times 0,73 \times 0,9 \frac{1500}{0,9} \approx 634 \text{ kW}$$

A diferença entre os referidos valores de potência deve-se às perdas por atrito e efeito de Joule nos enrolamentos da máquina.

Passados 10 s a velocidade média do vento começa a diminuir até atingir os 8 m/s ao fim de 2 s. Após esta mudança na velocidade do vento a máquina volta a estabilizar decorridos 50 s, agora com o rotor a rodar a uma velocidade igual a 0,8 p.u., funcionando em regime sub-síncrono e gerando uma potência activa de 310 kW.

Aos 70 s, ocorre uma nova mudança na velocidade do vento que aumenta até alcançar os 14 m/s, em média, ao fim de 6 s. Quando, aos 86 s, a velocidade angular do rotor atinge o valor  $\omega_r \approx 1,21$  p.u., o ângulo de passo das pás, que até esse instante se manteve nulo para

otimizar o coeficiente de potência da turbina, começa a variar em torno dos  $0,76^\circ$  (figura 5.5) de forma a limitar o valor da potência activa gerada em 1,463 MW.

Decorridos 100 s, a velocidade média do vento volta a diminuir para os 12 m/s passados 2 s, e o ângulo de passo é novamente nulo. Nestas condições, a máquina continua a funcionar em regime super-síncrono ( $\omega_r \approx 1,2$  p.u.) e gera uma potência activa de aproximadamente 1,064 MW depois de estabilizar aos 105 s.

É importante notar que, ao longo de toda a simulação, apesar das mudanças na velocidade média do vento que se traduziram na variação da potência activa gerada, a potência reactiva mantém-se aproximadamente nula (figura 5.4). Este resultado mostra que a estrutura de controlo estudada permite controlar estas potências de forma independente tal como era pretendido.

Refira-se também que a tensão na ligação DC permanece praticamente constante e igual a 1200 V (figura 5.6).

## 5.2 Simulação do modelo detalhado

Dada a complexidade deste modelo, apenas é possível observar a resposta do sistema para períodos de tempo relativamente curtos. Assim, obtiveram-se os seguintes resultados para uma velocidade de vento constante igual a 10 m/s:

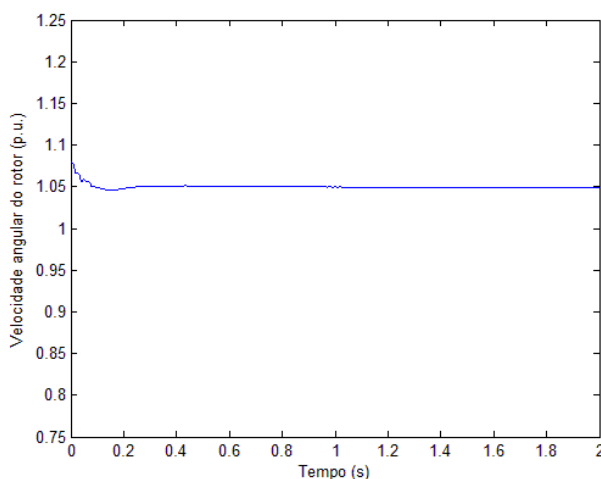


Figura 5.7 – Variação da velocidade angular do rotor.

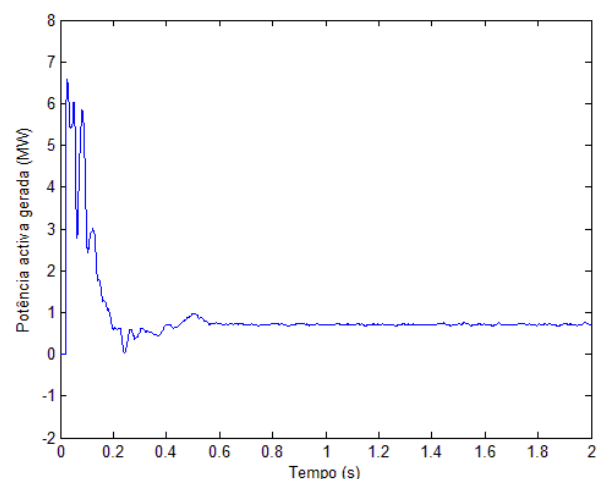
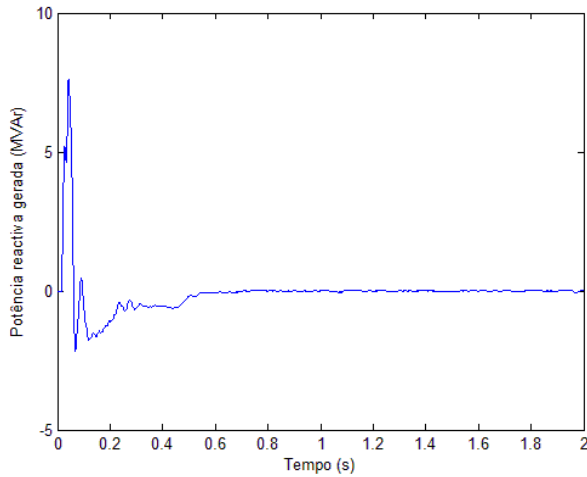
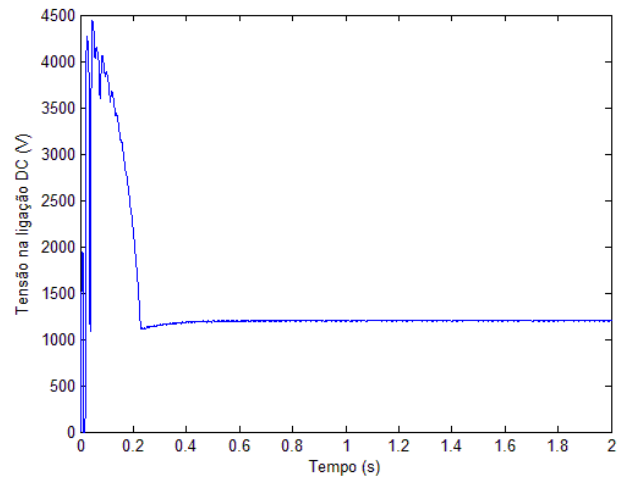


Figura 5.8 – Variação da potência activa gerada.



**Figura 5.9 – Variação da potência reactiva gerada.**



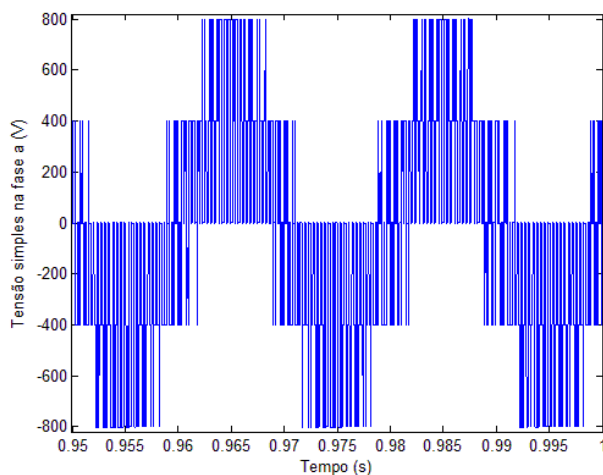
**Figura 5.10 – Variação da tensão na ligação DC.**

Nesta simulação observa-se que o rotor roda a uma velocidade aproximadamente constante igual a 1,05 p.u. (figura 5.7) resultando numa potência activa gerada de 725 kW (figura 5.8). Devido às perdas, este valor de potência eléctrica é ligeiramente inferior à potência mecânica que se esperava obter:

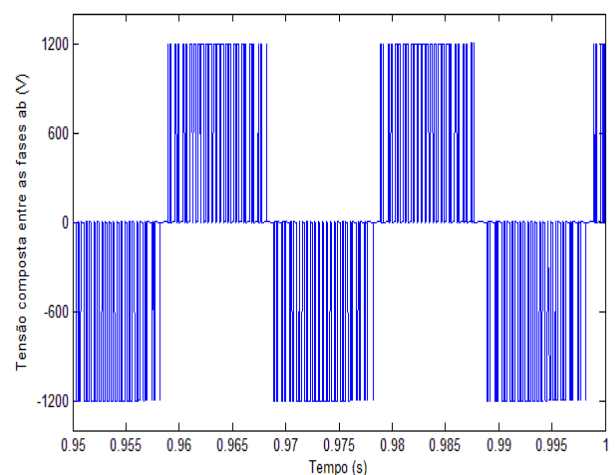
$$P_{mec} = \left( \frac{1,05}{1,2} \right)^3 \times 0,73 \times 0,9 \frac{1500}{0,9} \approx 734 \text{ kW}$$

Tal como se verificou para o modelo fasorial, a potência reactiva gerada mantém-se aproximadamente nula (figura 5.9) e a tensão na ligação DC igual a 1200 V (figura 5.10).

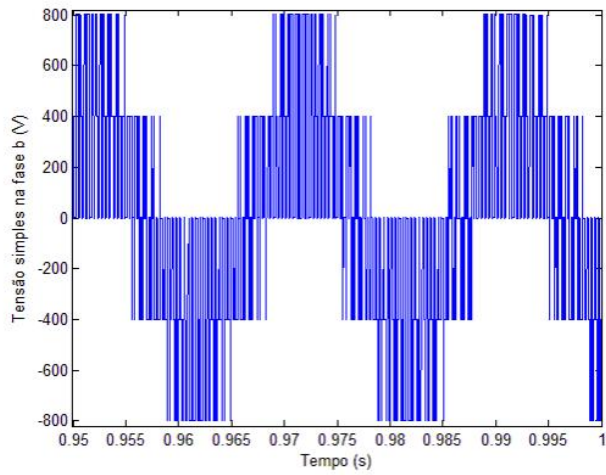
Contudo, o objectivo do modelo detalhado era observar as formas de onda da tensão (simples e composta) nos conversores trifásicos. Tome-se como exemplo o conversor do lado da rede:



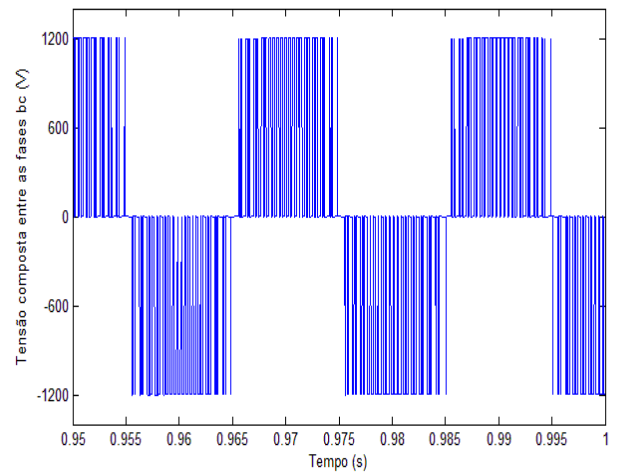
**Figura 5.11 – Variação da tensão simples na fase a no conversor do lado da rede.**



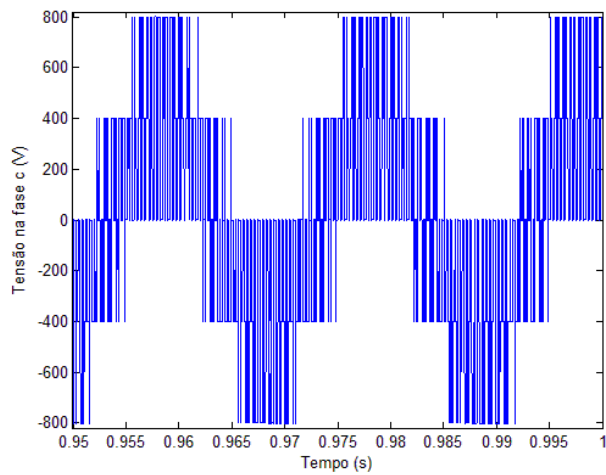
**Figura 5.12 – Variação da tensão composta entre as fases ab no conversor do lado da rede.**



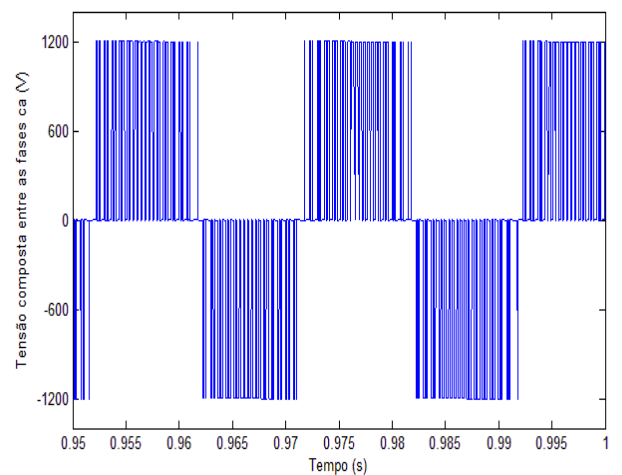
**Figura 5.13 – Variação da tensão simples na fase *b* no conversor do lado da rede.**



**Figura 5.14 – Variação da tensão composta entre as fases *bc* no conversor do lado da rede.**



**Figura 5.15 – Variação da tensão simples na fase *c* no conversor do lado da rede.**



**Figura 5.16 – Variação da tensão composta entre as fases *ca* no conversor do lado da rede.**

As formas de onda de tensão simples (figuras 5.11, 5.13 e 5.15) encontram-se desfasadas entre si de  $120^\circ$  com uma frequência de 50 Hz e apresentam um aspecto idêntico ao representado na figura 3.12, com  $\pm 2/3 u_{DC} = 800$  V e  $\pm 1/3 u_{DC} = 400$  V. As tensões compostas, representadas nas figuras 5.12, 5.14 e 5.16, encontram-se igualmente desfasadas entre si de  $120^\circ$  com uma frequência de 50 Hz e apresentam uma forma semelhante à representada na figura 3.13, com  $u_{DC} = 1200$  V.

Nesta dissertação apresentou-se uma possível solução para o sistema de controlo de um gerador de indução duplamente alimentado aplicado a uma turbina eólica integrada numa rede de elevada potência.

A viabilidade da estrutura de controlo apresentada foi analisada através da implementação e simulação de dois modelos desenvolvidos em Matlab/Simulink®.

No controlo do conversor do lado rotor mostrou-se que, alinhando o eixo directo do referencial girante  $dq$  com o fluxo no entreferro, é possível controlar separadamente e de forma estável as potências activa e reactiva do GIDA. Os resultados das simulações revelaram que a potência activa varia em função das mudanças na velocidade do vento que incide nas pás da turbina, enquanto a potência reactiva se mantém nula optimizando o factor de potência da rede.

O controlo do passo das pás revelou-se um método eficaz para limitar a potência gerada pela turbina eólica permanecendo constante para velocidades de vento superiores à nominal.

Como trabalho futuro seria interessante validar os resultados obtidos neste trabalho através da realização de ensaios experimentais numa situação real. A nível de simulação em Matlab/Simulink®, poder-se-ia implementar um sistema de protecção que iria monitorizar vários parâmetros eléctricos (como a corrente no estator e no circuito rotórico do gerador, a corrente no conversor do lado da rede, a tensão na ligação DC, a tensão da rede, a frequência eléctrica, etc.) e bloquear os conversores de potência caso um desses parâmetros ultrapassasse um determinado valor limite. Desta forma os IGBTs estariam protegidos contra sobrecargas resultantes de uma eventual falha na rede por curto-circuito que iria provocar uma diminuição significativa da tensão aos terminais da turbina.

1. **Liserre, M.** Overview of Electrical System for Wind Energy Conversion. R. Teodorescu, M. Liserre e P. Rodriguez. *Power Electronics for Renewable Energy Systems Course*. Politecnico di Bari : s.n., 2006.
2. **Burton, T., et al.** *Wind Energy Handbook*. Chichester : John Wiley & Sons, Ltd., 2001.
3. **Akhmatov, Vladislav.** *Induction Generators for Wind Power*. s.l. : Multi-Science Publishing Company, Ltd., 2007.
4. **Castro, R. M. G.** Introdução à Energia Eólica. *Energias Renováveis e Produção Descentralizada*. 3ª Edição. Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 2007.
5. **Silva, R. N.** Wind Energy. *Renewable Energy Technologies*. Universidade Nova de Lisboa : Faculdade de Ciências e Tecnologia, 2007.
6. **Schweitzer, E. O. e Zocholl, S. E.** *Introduction to Symmetrical Components*. Pullman, WA USA : Schweitzer Engineering Laboratories, Inc., 2004.
7. **Sucena Paiva, J. P.** *Redes de Energia Eléctrica – Uma análise sistémica*. Lisboa : IST Press, 2005.
8. **Thongam, J. S.** *High Performance Sensorless Induction Motor Drive*. Chicoutimi : The University of Quebec, 2006.
9. **Marques, G. e Resende, M. J.** Máquinas de Indução Polifásicas. *Curso de Máquinas Eléctricas*. Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 2007.
10. **Neves, M.V.** Máquina de Indução (Máquina Assíncrona). *Apostamentos da cadeira de Electrotecnia Teórica da Licenciatura em Engenharia Electrotécnica*. Universidade Nova de Lisboa : Faculdade de Ciências e Tecnologia, 2007.
11. **Dente, A.** *Máquinas Eléctricas I*. Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 2005.
12. **Silva, J. F. B.** 2ª Parte. *Electrotecnia Teórica*. Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 1994.
13. **Palma, João C. P.** *Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável*. Lisboa : Fundação Calouste Gulbenkian, 1999.
14. **Pöller, Markus A.** Doubly-Fed Induction Machine Models for Stability Assessment of Wind Farms. *Power Tech Conference Proceedings*. 2003, Vol. 3.

15. **Petersson, Andreas.** *Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines.* Göteborg, Sweden : Chalmers University of Technology, 2005.
16. **Silva, J.F.A.** *Sistemas de Energia em Telecomunicações: Texto de apoio.* Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 2007.
17. **Heier, Siegfried.** *Grid Integration Of Wind Energy Conversion Systems.* Kassel University, Germany : John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
18. **Petersson, Andreas, Harnefors, Lennart e Thiringer, Torbjorn.** *Comparison Between Stator-Flux and Grid-Flux-Oriented Rotor Current Control of Doubly-Fed Induction Generators.* Aachen, Germany : 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.
19. **Yamamoto, M. e Motoyoshi, O.** Active and Reactive Power Control for Doubly-Fed Wound Rotor Induction Generator. *IEEE Transactions on Power Electronics.* 1991, Vol. 6, 4.
20. **Gagnon, R., et al.,** *Modeling and Real-Time Simulation of a Doubly-Fed Induction Generator Driven by a Wind Turbine.* Montreal, Canada : International Conference on Power Systems Transients, 2005.
21. **Jesus, José M. F. e Castro, Rui M.G.** Máquina de Indução Duplamente Alimentada (MIDA) em Aproveitamentos de Energia Eólica. *Energias Renováveis e Produção Descentralizada.* Universidade Técnica de Lisboa : Instituto Superior Técnico, 2007.
22. **Silva, R. N.** *Apontamentos da disciplina de Teoria de Controlo.* Universidade Nova de Lisboa : Faculdade de Ciências e Tecnologia, 2005.
23. **Lindgren, Michael.** *Modelling and Control of Voltage Source Converters Connected to the Grid.* Göteborg, Sweeden : Chalmers University of Technology, 1998. Technical Report no. 351.
24. **Umland, J. W. e Saffiuddin, M.** Magnitude and Symmetric Optimum Criterion for the Design of Linear Control Systems - What is it and how does it compare with the others? *Conference Record of the 1988 IEEE.* 1988, Industry Applications Society Annual Meeting.
25. **Sloutweg, J. G., Haan, S. W. H. e Polinder, H.** General Model for Representing Variable Speed Wind Turbines in Power System Dynamics Simulations. *IEEE Transactions on Power Systems.* 2003, Vol. 18.
26. **Fitzgerald, A. E., Charles Kingsley, Jr. e D., Umans S.** *Electric Machinery.* New York : Mc Graw Hill, 2003.



## Especificação técnica retirada do catálogo da turbina Nordex N60/1300kW

N60/1300 kW		N60/1300 kW	
<b>Rotor</b>		<b>Yaw system</b>	
Number of blades	3	Yaw bearing	Ball bearing
Rotor speed	12.8/19.2 rpm	Brake	Disc brake
Rotor diameter	60 m	Yaw drive	Three asynchronous motors with built-in brakes
Swept area	2,828 m <sup>2</sup>	Speed	< 0.6 °/s
Power regulation	Stall	<b>Control system</b>	
Cut-in wind speed	Approx. 3–4 m/s	Type	PLC, Remote Field Controller (RFC)
Cut-out wind speed	25 m/s	Grid connection	Thyristor controlled
Rated power at	Approx. 15 m/s	Scope of monitoring	Remote monitoring of more than 300 different parameters, e.g. temperature sensors, hydraulic sensors, wind sensor set
Survival wind speed	70 m/s – IEC	Recording	Production data, event lists with filter function, long and short-term trends
Brake	Pivotable blade trips	Visualisation	Panel PC in control cabinet, web-based
Weight	Approx. 21,500 kg	<b>Brakes</b>	
<b>Blades</b>		Design	Two independent systems, fail-safe, various brake sequences, soft-braking function
Blade length	29 m	Aerodynamic	Pivotable blade tips
Material	GRP	Mechanical	Hydraulic disc brake
Weight	Approx. 5,000 kg	<b>Tower</b>	
<b>Gearbox</b>		Type	Modular steel tower, cylindrical, upper segment conical
Type	Combined 3-stage gearbox	Hub heights	Tubular tower 46 m, certificate IEC 1a, Tubular tower 60 m, certificate DIBt 3, IEC 1a Tubular tower 69 m, certificate DIBt 3
Gear ratio	50 Hz: 1 : 78.3 / 60 Hz: 1 : 94.4		
Weight	Approx. 10,900 kg		
Oil quantity	280 l		
Oil change	Semi-annual check, change as required		
Main shaft bearing	Cylindrical roller bearing		
<b>Generator</b>			
Power	250/1,300 kW		
Voltage	690 V		
Type	Asynchronous, 6/4 pole, liquid-cooled		
Speed	50 Hz: 1,000/1,500 rpm, 60 Hz: 1,200/1,800 rpm		
Insulation class	IP 54		
Weight	Approx. 5,500 kg		

### POWERCURVE N60/1300 KW

Windspeed [m/s]	Power [kW]	Cp
4	29	0.262
5	73	0.337
6	131	0.350
7	241	0.404
8	376	0.424
9	536	0.424
10	704	0.406
11	871	0.378
12	1016	0.339
13	1124	0.295
14	1247	0.262
15	1301	0.223
16	1344	0.189
17	1364	0.160
18	1322	0.131
19	1319	0.111
20	1314	0.095
21	1312	0.082
22	1307	0.071
23	1299	0.062
24	1292	0.054
25	1292	0.048

Rounded values based on measurements of DEWT (Apr. 1999) and aerodynamical calculations

## Especificação técnica retirada do catálogo da turbina Nordex N100/2500kW

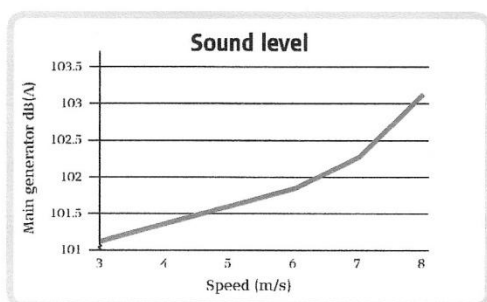
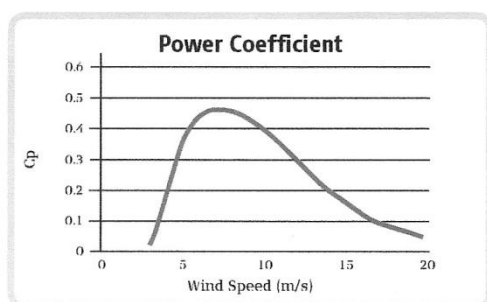
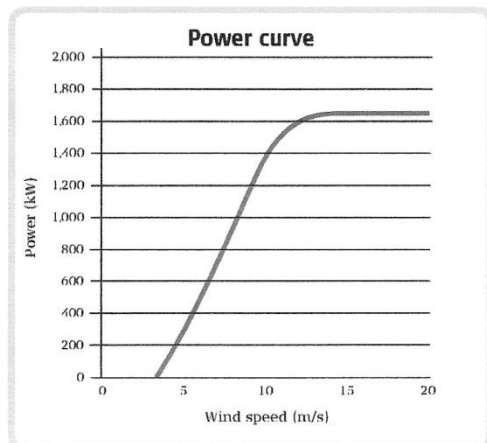
N100/2500 kW		N100/2500 kW	
<b>Rotor</b>		<b>Yaw system</b>	
Number of blades	3	Yaw bearing	Ball bearing
Rotor speed	9.6 – 14.9 rpm	Brake	Hydraulic, disc brake
Rotor diameter	99.8 m	Yaw drive	Asynchronous motors with integrated brakes
Swept area	7,823 m <sup>2</sup>	Speed	Approx. 0.4 deg/s
Power regulation	Pitch	<b>Control system</b>	
Cut-in wind speed	3 m/s	Type	SPS, Remote Field Controller (RFC)
Cut-out wind speed	20 m/s	Grid connection	Via IGBT converter
Rated output at	12.5 m/s	Scope of monitoring	Remote monitoring of over 300 different parameters, e.g. temperature, hydraulic pressure, pitch parameters, wind speed and direction
Survival wind speed	52.5 m/s	Recording	Production data, event lists with filter function, long and short-term trends
Pitch regulation	Individual blade pitch	Visualisation	Panel PC in control cabinet and Web-based access possible from any PC, adapter for laptop at the bottom of tower or in nacelle
Weight	Approx. 52,000 kg	<b>Brakes</b>	
<b>Blades</b>		Design	Three independent brake systems (single pitch)
Blade length	48.7 m	Aerodynamic	Individual pitching of blades
Material	GRP	Mechanical	Disc brake
Weight	Approx. 10,000 kg	<b>Tower</b>	
<b>Gearbox</b>		Type	Modular, steel tube tower
Type	Planetary/spur gear or differential gear box	Hub height	100 m
Gear ratio	1:77.4 (50 Hz)/1:92.9 (60 Hz)	<b>Generator</b>	
<b>Generator</b>		Power	2,500 kW
Power	2,500 kW	Voltage	600 V
Voltage	600 V	Type	Double-fed asynchronous generator with partial frequency converter
Type	Double-fed asynchronous generator with partial frequency converter	Frequency	50 or 60 Hz
Frequency	50 or 60 Hz		

### POWER CURVE N100/2500 KW

Windspeed [m/s]	Power [kW]	Cp
4	50	0.420
5	211	0.480
6	429	0.491
7	725	0.490
8	1111	0.490
9	1583	0.484
10	2023	0.472
11	2306	0.421
12	2458	0.324
13	2500	0.285
14	2500	0.204
15	2500	0.166
16	2500	0.137
17	2500	0.114
18	2500	0.096
19	2500	0.082
20	2500	0.070

Rounded values based on aerodynamic calculations 03/07, subject to change. Used images similar.

## Especificação técnica retirada do catálogo da turbina Vestas V82-1.65MW



### Rotor

Diameter:	82 m
Area swept:	5,281 m <sup>2</sup>
Nominal revolutions:	14.4 rpm
Number of blades:	3
Power regulation:	Active-Stall
Air brake:	Full blade pitch by three separate hydraulic pitch cylinders

### Tower

50Hz, 230V:	Hub height (approx.) 78 m
60Hz, 110V	Hub height (approx.) 70 m, 80 m

### Operational data

Cut-in wind speed:	3.5 m/s
Nominal wind speed:	13 m/s
Cut-out wind speed (10 minutes):	20 m/s

### Generator

Type:	Asynchronous water cooled
Nominal output:	1,650 kW
Operational data:	50/60 Hz 690/600V

### Gearbox

Type:	Planetary/helical stages
-------	--------------------------

### Control

Type:	Microprocessor-based monitoring of all turbine functions with the option of remote monitoring. Output regulation and optimisation via Active-Stall.
-------	---

### Weight

Nacelle	52 t
Rotor	43 t
<b>Towers:</b>	
50Hz, 230V	
Hub height:	IEC IIA
78 m	115 t
60Hz, 110V	
Hub height:	IEC IIA
70 m	105 t
80 m	125 t

t = metric tonnes

All specifications subject to change without notice.